Anno V - Giugno 1961 - Sped. in abbon. postale - Gruppo III

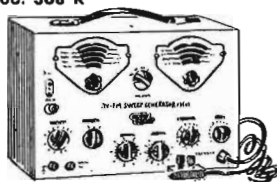
alta fedeltà

NUMERO 6 LIRE 250

ELECTRONIC INSTRUMENT CO.- NEW YORK

Mod. 460 K

Mod. 232 K

Mod. 368 K

Mod. 324 K

30 TIPI DI STRUMENTI, MONTATI O IN SCATOLA DI MONTAGGIO, TRA CUI ALCUNI NUOVISSIMI, PER LE PIÙ VARIE MISURAZIONI E CONTROLLI - RADIO - TV - TELEGRAFIA, ecc.

Bluffton - Ohio U.S.A.

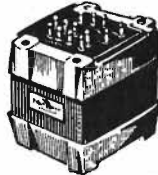
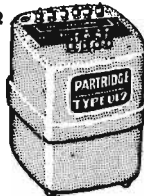
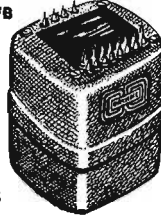
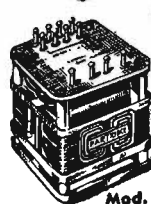
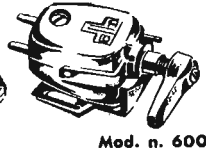
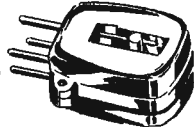
ANALIZZATORI UNIVERSALI E VOLTMETRI ELETTRONICI DI ALTA QUALITÀ

Mod. 631

Mod. 650

Mod. 310 (TASCABILE)

Mod. 630 A

Per caratteristiche, prezzi, consegna, ecc., rivolgersi a:

DISTRIBUTORI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI

GENOVA - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 *Tel. 870410 - 893465*

MILANO - Via A. Da Recanate, 4 *Tel. 278855*

AMPLIFICATORI LEAK AD ALTA FEDELTA'

Gli apparecchi di questa famosa Casa inglese sono veramente di grande classe, ed hanno tutte le qualità che un intenditore può desiderare, compreso il prezzo assai conveniente. • Vi è un apparecchio LEAK per ogni applicazione monoaurale o stereo, per potenza di uscita di 12, 20 o 50 Watt. • Gli amplificatori LEAK sono pienamente garantiti. Per preventivi, forniture e servizio riparazioni con accessori e ricambi originali, rivolgersi alla

SIPREL Società Italiana Prodotti Elettronici - Via Gabba 1/A - MILANO - Tel. 861096 - 861097

Direzione, Redazione.
Amministrazione
VIA SENATO, 28
MILANO
Tel. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

sommario al n. 6 di alta fedeltà

pubblicazione mensile

Direttore tecnico: dott. ing. Antonio Nicolich

Direttore responsabile: Alfonso Giovene

Un fascicolo separato costa L. 250; abbonamento annuo L. 2500 più 50 (2 % imposta generale sull'entrata); estero L. 5.000 più 100.
Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizz. del Tribunale di Milano N. 4231 - Tip. TET - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Milano

alta fedeltà + elettroacustica?

In regime di libertà politica e di democrazia ognuno può dire la sua senza ritegni, nè timori che possano procedergli anatemi e confisca dei beni mobili ed immobili. Nella stessa atmosfera è bene che gli interessati partecipino col loro parere ad ogni modifica di uno statu quo, sul quale non tutti sono pienamente consenzienti.

Ci spieghiamo meglio: allo scopo di ampliare gli orizzonti della ns. rivista, abbiamo in animo di trattare sulle sue colonne, oltre agli attuali argomenti riguardanti essenzialmente l'alta fedeltà della riproduzione sonora, i principii e le applicazioni dell'elettroacustica. La cosa ci sembra salutare per i seguenti motivi:

1) spesso gli articolisti di « alta fedeltà » si appoggiano a nozioni di elettroacustica, ritenute note a tutti i lettori. Sappiamo però che così non è; allora colui che ignora certe leggi e certe proprietà, si trova a disagio, perchè deve fingere di conoscerle e leggere l'articolo come se effettivamente le possedesse, col risultato di costruire un castello su di un piano inesistente col conseguente rovinio della costruzione;
2) nuovi schemi di amplificatori e di unità di controllo vanno sempre più scarseggiando, perchè l'alta fedeltà ha ormai da tempo raggiunto uno stato di equilibrio, dopo la fabbricazione di apparecchi di altissima qualità, monofonici e stereofonici, provvisti di tutti i perfezionamenti immaginabili. Dopo certi colossi non ci si deve aspettare giganti di dimensioni ancora molto maggiori. Raggiunto il vertice, o ci si sofferma a quella quota, o si torna indietro, o peggio si precipita tentando vie nuove. In queste condizioni la nostra rivista tenderebbe a inaridire ed avrebbe le ali tarpate. Per alimentarle fresca linfa abbiamo appunto pensato di ampliare l'ambito aprendo le porte all'elettroacustica;
3) la cosa è già per una piccola parte in atto. Non di rado abbiamo descritto strumenti di misura (anche nel « Notiziario Industriale ») che nulla hanno a che fare con la riproduzione diretta di suoni altamente fedeli all'originale. Sono strumenti al servizio dell'elettroacustica e che hanno, per necessità di cose, affinità con gli altoparlanti, gli amplificatori o simili *insetti* urlatori.

Prevediamo però alcune avversità da parte di qualche lettore, e ci aspettiamo un rabbioso morso del suo eburneo e graziosissimo dentino avvelenato. Precisamente: l'elettroacustica presenta dei capitoli fondamentali non semplici; le sue proprietà possono spesso essere descritte con precisione solo con mezzi matematici. Orbene c'è chi si adira davanti a una formula, o vede rosso quando ne scorge due; egli esige che tutto venga spiegato a parole, con esclusione di qualsiasi simbolo analitico.

Osserviamo che chi vuole cimentarsi in elettroacustica, o in televisione, o in elettronica, o in missilistica, in una parola nei rami più progrediti e astrusi della tecnica e della scienza, deve essere provveduto di un complesso di cognizioni, che non ha l'uomo della strada il cui titolo di studio è la licenza elementare. Se volete fare lo scienziato, o anche solo il tecnico specializzato, dovete salire tanti gradini della scala del sapere umano, quanti occorrono perchè possiate raggiungere il livello minimo, come fanno gli elettroni nella zona di valenza o in quella di conduzione.

Ritornando al primo detto: innanzi di introdurre il ramo elettroacustica nella ns. rivista, desideriamo conoscere il vostro parere. Rispondete alla nostra domanda e fateci sapere se la cosa vi tornerà gradita o sgradita, tenendo presente che le aborrite formule verranno impiegate proprio solo quando non se ne possa fare a meno.

Decideremo giusta l'esito del referendum.

Dott. Ing. A. NICOLICH

E' uscita la

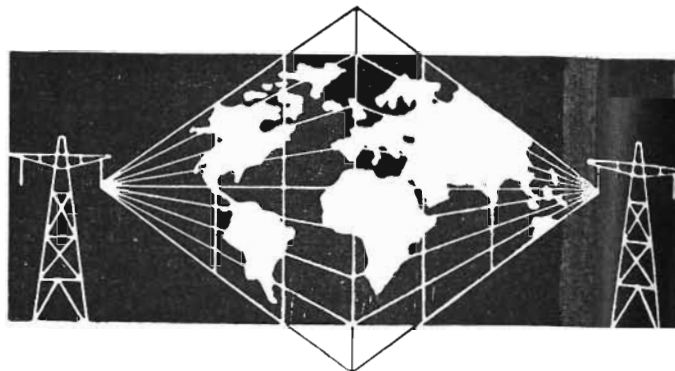
XII[a] serie 1961

Uno strumento di lavoro indispensabile per il riparatore TV

Indice degli schemi contenuti in questa serie:

N.	Marca	Modello
1	ADMIRAL	mod. T23S6 - T23S8
2	ALLOCCHIO BACCHINI	mod. 21M110 I serie
3	ATLAS MAGN. MAR.	mod. RAV86 - RAV87
4	ART	mod. Pomart - Pensilvania 19" - 23"
5	ATLANTIC	mod. 404
6	BLAUPUNKT	mod. Cortina 7525 - Seveso 7555 ecc.
7	CAPRIOTTI CONTINENTAL	mod. CM901 - 903
8	CGE	mod. 4461
9	CGE	mod. 5961 - 23"
10	CONDOR	mod. TVP5 - TVP5L - TVP52L
11	CONDOR	mod. 271 - - 272MM - 272CM
12	CONDOR	mod. P95
13	DUMONT	mod. RA166 - 171
14	EFFEDIBI	mod. Saturno 21" e Giove II 17"
15	EMERSON	mod. 2048/c
16	EMERSON	mod. 2052
17	EMERSON	mod. 2052 UHF
18	EUROPHON	mod. 23"
19	FIMI-PHONOLA	mod. 1735 ST
20	FIMI-PHONOLA	mod. 2139/1 UHF
21	FIMI-PHONOLA	mod. 1741 P
22	GELOSO	mod. GTV1043 - GTV1020
23	GRUNDIG	mod. 349 - 749
24	GRUNDIG	mod. 856
25	GRUNDIG	mod. 435 ML
26	INCAR	mod. 2210 - E
27	IRRADIO	mod. 18T602
28	IRRADIO	mod. 22TT615
29	ITALVIDEO	mod. G179
30	ITALVIDEO	mod. Tropical
31	LA SINFONICA	mod. Rubert 23
32	LOEWE OPTA	mod. Iris/Atrium
33	MINERVA	mod. 5953/2 Molise
34	MINERVA	mod. 6058/1 Ischia - mod. N78
35	NOVA	6058/2 Campania
36	OREM	mod. TV17" - 21 - 1960
37	RADIOMARELLI	mod. RV515
38	RAYMOND	mod. G213
39	RAYMOND	mod. G178
40	SABA	mod. T804 - 805 - 814
41	SABA	mod. S806
42	SCHAUB LORENZ	mod. Weltspiegel 1053
43	SCHAUB LORENZ	mod. Illustraphon 17W35Z
44	SIEMENS	mod. TV1740
45	TELEFUNKEN	mod. FE21/53T
46	TELEFUNKEN	mod. TTV32/17
47	TELEREX	mod. 601/23 - 602/19
48	TELEVIDEON	mod. TV23" serie E normale
49	TRANS CONTINENTS	mod. PD110 - 111 - 112
50	TRANS CONTINENTS	mod. 58017 - 58021
51	TRANS CONTINENTS	mod. PD60021 - NRC821
52	ULTRAVOX	mod. Serie 1961
53	VEGA	mod. 17A1 - 21A1
54	VAR RADIO	mod. 592/17 - 593/21
55	VOXSON	mod. T232
56	WEST	mod. VS88 - VS89
57	WESTMAN	mod. TV380 - T21
58	WESTINGHOUSE	mod. TV326 - T21
59	WESTINGHOUSE	mod. TV101A - 102
60	WESTINGHOUSE	mod. TV406 - T21

Prezzo L. 2500

Editrice il Rostro - Milano (228) - Via Senato 28

CLAMANN & GRAHNERT

DRESDA

Millivoltmetro B.F.

Tipo MV1

mVolt

0...5 / 15 / 50 / 150 / 500 / 1500

Volt

0...5 / 15 / 50 / 150 / 500 / 1500

precisione: ≤ 2%

frequenza:

16 Hz . . . . 100 KHz

resistenza ingresso

mVolt ≥ 10 Mohm

Volt ≥ 10.000 Mohm

Rappresentante esclusivo per l'Italia della:

DIA ELEKTROTECHNIK - BERLIN - D. D. R.

R. F. CELADA s. r. l.

MILANO - Viale Tunisia 4 - Tel. 278904 / 069

Il "BICATODO" una nuova esecuzione perfezionata dell'invertitore di fase catodico

di R. Brault

da «Toute la Radio», sett. 1960, pag. 321

a cura del Dott. Ing. G. BALDAN

L'invertitore di fase a carico catodico è basato su un principio di funzionamento molto semplice ed è anche perfettamente equilibrato se si suppone che i carichi sul catodo e sulla placca siano perfettamente uguali. La difficoltà dell'invertitore a carico catodico sta proprio in questo punto.

EQUILIBRIO... FITTIZIO

Quando si guarda un invertitore a carico catodico un po' più da vicino, come ha fatto per esempio M. Siebert nella rivista « Funk-Technik », si può constatare che anche un circuito perfettamente equilibrato, come quello della fig. 1, è ben lontano dal possedere quella bella simmetria che si è soliti attribuirgli. Il grande difetto dell'invertitore catodico sta nel fatto che le uscite avvengono attraverso due elettrodi diversi, il catodo da una parte e l'anodo dall'altra, e che le impedenze di uscita di questi due elettrodi sono molto diverse, come dimostreremo tra breve.

La fig. 2 rappresenta il circuito di una valvola, il cui funzionamento dipende molto dalla posizione della massa rispetto al carico. Se la massa si trova all'estremità catodica del carico (C) la valvola funziona normalmente; se la massa si trova all'estremità anodica del carico (B) la valvola funziona con un carico tutto catodico; se la massa si trova al centro si ha il normale invertitore a carico catodico (A). In tutte queste tre disposizioni la tensione in uscita totale è la stessa; però varia la tensione in entrata ed è questa che determina l'amplificazione totale dei tre circuiti.

Se facciamo astrazione per un momento dalla posizione della massa, la valvola si comporta come un generatore di tensione costante, uguale a $\mu \Delta V_g$, che viene applicata al carico esterno in serie con la resistenza interna. μ rappresenza il fattore di amplificazione statica della valvola e ΔV_g la tensione alternata applicata fra griglia e catodo.

Il carico della valvola comprende il carico anodico R_p in serie con il carico del catodo R_k, ambedue shuntati dalle resistenze di griglia degli stadi seguenti. Supponiamo che questi stadi non assorbano conrrente di griglia ed abbiano una impedenza in entrata infinita.

Chiameremo con R'_p ed R'_k le resistenze equivalenti ad R_p ed R_k in parallelo rispettivamente con R_g (fig. 3). La corrente che passa attraverso R'_p ed R'_k in serie con la resistenza interna ρ è uguale a:

$$I = \frac{\mu \Delta V_g}{\rho + R'_p + R'_k}$$

La tensione in entrata E_e è uguale alla somma della tensione griglia/catodo (ΔV_g) e della tensione catodo/massa $I \cdot R'_k$ (fig. 4a):

$$E_e = \Delta V_g + I \cdot R'_k$$

Se ne deduce che le tensioni che si trovano ai capi dei due carichi R'_p ed R'_k, che designeremo con V_{sp} e V_{sk}, sono uguali a:

$$V_{sk} = \frac{\mu R'_k \cdot E_e}{\rho + R'_p + R'_k (1 + \mu)}$$

$$V_{sp} = \frac{\mu R'_p \cdot E_e}{\rho + R'_p + R'_k (1 + \mu)}$$

E' ora facile calcolare anche le impedenze delle due

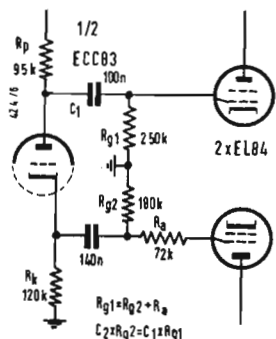



Fig. 1

Invertitore a carico catodico equilibrato per l'alimentazione di uno stadio finale in classe AB o B.

uscite: basta dividere la tensione di ciascuna di esse per la corrente di cortocircuito:

$$Z_{sk} = \frac{V_{sk}}{I\ (\text{per } R'_k = 0)}$$

$$Z_{sp} = \frac{V_{sp}}{I\ (\text{per } R'_p = 0)}$$

da cui:

$$Z_{sk} = \frac{\dfrac{\mu \cdot R'_k \cdot E_e}{\rho + R'_p + R'_k\ (1 + \mu)}}{\dfrac{\mu \cdot E_e}{\rho + R'_p}}$$

$$Z_{sk} = \frac{\dfrac{1}{1 + \mu}\ R'_k\ (R'_p + \rho)}{R'_k + \dfrac{R'_p + \rho}{1 + \mu}}$$

Z_{sk} è quindi uguale alla resistenza equivalente della resistenza R'_k in parallelo con la resistenza $\dfrac{R'_p + \rho}{1 + \mu}$. Si può trascurare 1 rispetto a μ che varia normalmente da 18 a 100, secondo il tipo di valvola impiegata. Dalla parte del catodo il carico R'_k si trova quindi in parallelo con la resistenza $(R'_k + \rho)/\mu$ che è molto più piccola; perciò l'impedenza di uscita si può considerare uguale a $(R'_k + \rho)/\mu$.

Calcoliamo ora Z_{sp}, impedenza di uscita lato anodo:

$$Z_{sp} = \frac{\dfrac{\mu\ R'_p + E_e}{\rho + R'_p + R'_k\ (1 + \mu)}}{\dfrac{\mu\ E_e}{\rho + R'_k\ (1 + \mu)}}$$

$$Z_{sp} = \frac{R'_p\ [\rho + (1 + \mu)\ R'_k]}{R'_p + \rho + (1 + \mu)\ R'_k}$$

Essa è perciò uguale al carico anodico in parallelo con la resistenza $\rho + (1 + \mu)\ R'_k$.

Quest'ultima resistenza è grande rispetto a R'_p e la sua azione di shunt è trascurabile. L'impedenza di uscita lato anodo è quindi praticamente uguale al carico anodico.

QUALCHE NUMERO

Consideriamo un esempio numerico: una valvola ECC83 con carichi anodico e catodico di 100 kΩ shuntati da due resistenze di griglia di 270 kΩ. Con una alimentazione di 300 V la corrente anodica media ha un valore di 0,6 mA, ρ è uguale a 80 kΩ e μ è uguale a circa 100. Si ha allora:

$$R'_k = R'_p = \frac{100 \cdot 270}{100 + 270} = 73\ k\Omega$$

$$Z_{sk} = \frac{R'_p + \rho}{\mu} = \frac{73 + 80}{100} \cong 1{,}5\ k\Omega$$

$$Z_{sp} \cong 73\ k\Omega$$

Si vede quindi che l'impedenza di uscita lato anodo è uguale a circa 50 volte l'impedenza di uscita lato catodo. Finchè lo stadio finale funziona senza corrente di griglia, la differenza delle impedenze in uscita non ha alcuna influenza sulla curva di risposta alle frequenze foniche. L'influenza delle capacità di uscita della valvola invertitrice e di quelle di entrata delle valvole finali si manifesta infatti solo per frequenze molto superiori alle foniche. Dalla parte dell'anodo, che è il più pericoloso sotto questo aspetto, si ha una caduta di 3 dB a 20.000 Hz solo se la capacità in parallelo raggiunge i 100 pF. La capacità è invece di solito inferiore alla metà di questo valore anche se il cablaggio non è molto curato.

Se lo stadio finale funziona con una leggera corrente di griglia in classe AB o B si possono avere delle forti distorsioni dovute al fatto che il carico visto dalle due uscite può essere molto diverso.

UN RIMEDIO

Per rimediare a questo stato di cose M. Siebert ha pensato di modificare i valori delle resistenze e delle capacità del circuito.

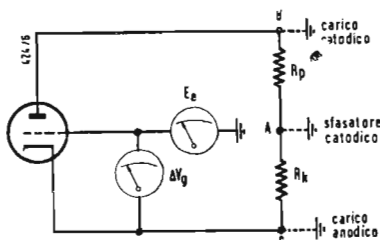
Per aumentare l'impedenza di uscita lato catodo e renderla uguale a Z_{sp} si può aggiungere una resistenza R_a da 72 kΩ in serie con la griglia della valvola finale dalla parte del catodo. Per conservare lo stesso carico di griglia per le due uscite si deve allora diminuire corrispondentemente la resistenza di fuga della griglia:

$$R_a + R_{g2} = 250\ k\Omega = R_g$$

Occorre inoltre ristabilire la stessa costante di tempo del circuito RC di accoppiamento, cioè fare in modo che $C_1\ R_g = C_{1e} \cdot R_{g2}$. Si ha:

$$C_{1e} = \frac{140 \cdot 180}{250} = 100\ nF$$

Infine, poichè la presenza di R_a fa diminuire la tensione in uscita applicata alla valvola finale lato catodo, si deve aumentare corrispondentemente il valore del carico catodico (vedi fig. 1).

Tutto ciò non è molto semplice. Inoltre questo sistema richiede l'aumento dell'impedenza di una delle uscite, quando è noto che è molto più conveniente avere delle uscite a bassa impedenza, soprattutto quando lo stadio finale funziona in classe AB o B.

◀ Fig. 2

Questo schema, che mostra le varie posizioni della massa sul carico, illustra molto chiaramente il principio dell'invertitore a carico catodico.

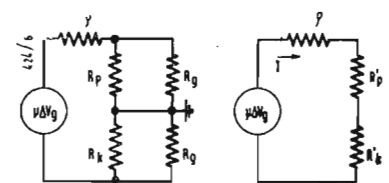



Fig. 3 ▶

Schema equivalente utilizzato per i calcoli sviluppati nel testo.

L'ideale sarebbe poter disporre di due uscite a bassa impedenza su due elettrodi simili; è stato questo pensiero che ci ha portato all'idea dello sfasatore « bicatodo ».

UNA SOLUZIONE MIGLIORE

Se facciamo seguire l'invertitore catodico da uno stadio a carico catodico non invertitore e se alimentiamo questo stadio con la tensione fornita dall'uscita di placca dell'invertitore catodico avremo alla fine due uscite ambedue catodiche, quindi a bassa impedenza; sarà inoltre possibile portare queste due uscite allo stesso potenziale continuo, in modo da poterle collegare direttamente alle griglie dello stadio finale. Una tale soluzione presenterebbe quindi parecchi vantaggi contro il solo svantaggio di richiedere un doppio triodo per la sola inversione di fase con una amplificazione uguale appena a 2.

Come si vede nella fig. 5 i carichi di catodo e di anodo dei due triodi sono gli stessi. Ciò al fine di avere potenziali continui in uscita molto vicini. Poichè la seconda valvola ha una amplificazione inferiore a 1, è necessario compensare questa perdita di tensione con una maggiore tensione in griglia, ottenuta con un carico anodico maggiore di quello catodico nella valvola invertitrice.

Chiamiamo R il carico totale anodo/catodo di ciascun triodo e supponiamo che la frazione nR sia inserita fra catodo e massa e la rimanente frazione $(1-n)$ R fra anodo ed alta tensione. Sia G l'amplificazione di ciascun triodo, intesa come rapporto fra la tensione in uscita e la tensione ΔV_g. La tensione in uscita V_s vale quindi $V_s = G \cdot \Delta V_g$. La parte $n G \Delta V_g$ appare sul carico catodico e la parte $(1-n)\, G \Delta V_g$ sul carico anodico.

La tensione in uscita lato anodo dal primo triodo $(1-n)\, G\Delta V_g$ diventa tensione in entrata per il secondo triodo. Questa tensione si decompone in una tensione griglia/catodo ΔV_{g2} ed una tensione catodo/massa $n G \Delta V_{g2}$. Si ha allora:

$$(1 - n)\, G\Delta V_g = \Delta V_{g2} + n\, G\Delta V_{g2}$$

L'amplificazione del secondo triodo è quindi uguale a:

$$\frac{n G \Delta V_{g2}}{(1 + n G)\, \Delta V_{g2}} = \frac{n G}{1 + n G}$$

La tensione in uscita sul catodo del secondo triodo è uguale a:

$$(1 - n)\, G\, \Delta V_g \cdot \frac{n G}{1 + n G}$$

Questa tensione deve essere naturalmente uguale alla tensione in uscita dal catodo del primo triodo $nG\Delta V_g$. Si ha allora:

$$n G\Delta V_g = (1 - n)\, G\Delta V_g \cdot \frac{n G}{1 + n G}$$

Con qualche passaggio si arriva alla relazione:

$$n = \frac{G - 1}{2 G}$$

(Ricordiamo che $G = \mu \cdot \dfrac{R}{R + \rho}$).

Per una valvola ECC83 alimentata con una tensione di 300 V con un carico R di 100 kΩ si ha un G dell'ordine di 60. Si ha perciò:

$$n = \frac{60 - 1}{120} = 0{,}49$$

$$1 - n = 0{,}51$$

Per R = 220 kΩ si ha invece G = 72 ed n = 0,495. Si può quindi considerare con una buona approssimazione n = 0,5 ed $R_p = R_k$.

Con una valvola ECC82 si ha G = 14, n = 0,46 e se R_k = 46 kΩ deve essere R_p = 54 kΩ. Se si vuole effettuare il collegamento diretto dai catodi alle valvole dello stadio seguente, sarà necessario regolare i potenziali continui dei due elettrodi allo stesso valore, perchè i due triodi della stessa valvola hanno raramente delle caratteristiche identiche.

Esaminiamo ora quali perturbazioni può apportare il triodo supplementare inserito nel canale di placca. Con dei carichi R_p ed R_k vicini a 50 kΩ il carico totale è dell'ordine dei 100 kΩ. L'amplificazione di tensione $G = V_s/\Delta V_g$ è dell'ordine di 60. La distorsione prodotta dal secondo triodo verrà divisa per $1 + nG$ cioè per $1 + 0{,}5 \cdot 60 = 31$. Essa passerà quindi da un valore del 2,5 % ad un valore dello 0,08 % per una tensione di punta in uscita uguale a 20 V, cioè essa diventa praticamente trascurabile.

L'impedenza in entrata è uguale a 31 volte il valore nominale della resistenza di carico di griglia. Perciò una resistenza di 220 kΩ equivale a 6,8 MΩ. Sarà facile assicurare una costante di tempo che permetta il passaggio anche delle frequenze più basse. La capacità in entrata è molto bassa ed uguale a:

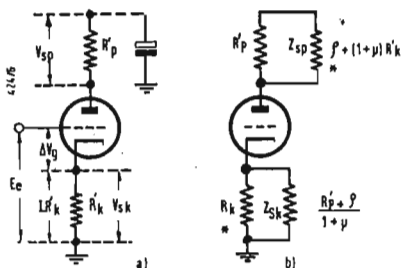
$$\frac{G}{1 + nG}\, C_{gp} + C_{parassita}$$

Anche le alte frequenze verranno quindi correttamente trasmesse.

Riassumendo possiamo dire che il nostro invertitore presenta le seguenti caratteristiche:

1) tensioni in uscita uguali;
2) impedenze di uscita uguali e molto basse;
3) uscite allo stesso basso potenziale in corrente continua che permettono il collegamento diretto con lo stadio seguente.

Sembra quindi che un tale invertitore, pur non essendo forse molto originale, possa stare bene alla pari degli altri tipi attualmente noti.

Se si aggiunge che esso mette a disposizione anche

◀ Fig. 4

(a) La tensione in entrata è uguale alla tensione fra griglia e catodo più la tensione di uscita catodica. (b) Le impedenze di uscita sono molto diverse; se si trascurano le resistenze indicate con un asterisco, esse sono uguali a Rp per l'anodo ed a (Rp+P)/C1+μ) per il catodo.

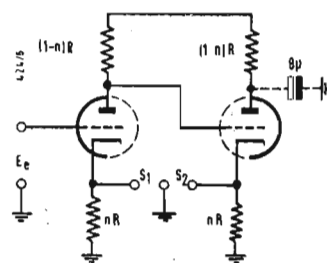
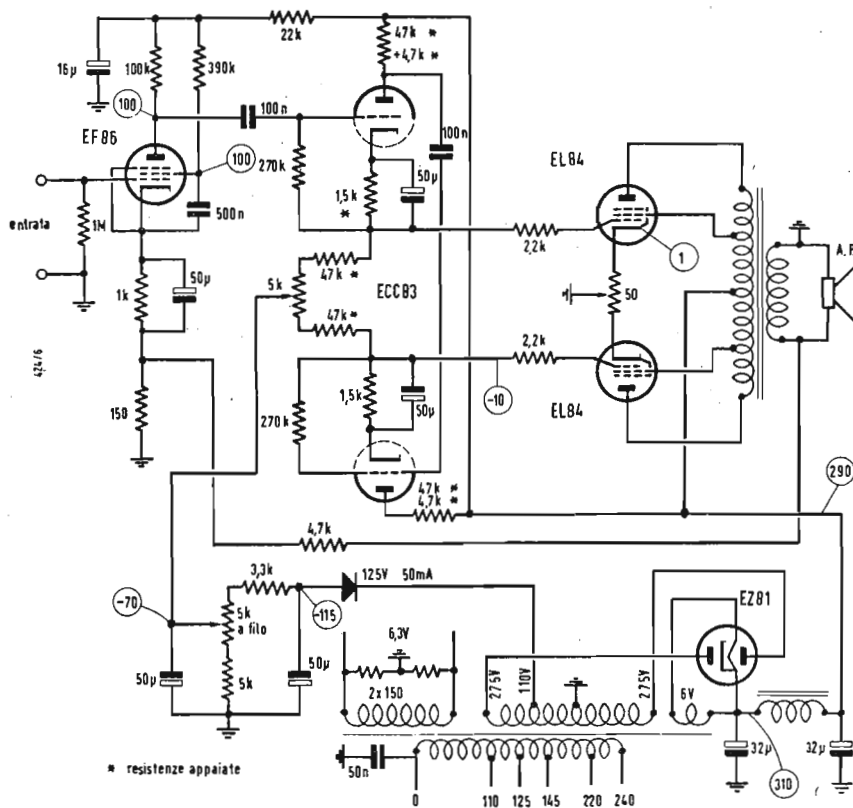



Fig. 5 ▶

Il «bicatodo» impiega una seconda valvola a carico catodico che potrebbe essere a carico catodico totale con 8 μF fra anodo e massa, però in questo caso i calcoli fatti non sarebbero più validi.

◀ **Fig. 6**

Amplificatore sperimentale con inserito lo sfasatore "bicatodo". Si noti l'utilizzazione ultralineare delle EL84. La curva di risposta è costante a meno di 3 dB da 25 Hz a 130 kHz pur con l'impiego di un trasformatore di uscita non appositamente calcolato.

due tensioni sfasate sulle placche, per le quali abbiamo già in mente una possibilità di utilizzazione, si vede che l'invertitore « bicatodo » non è per niente privo di interesse.

VERIFICA

Per verificare le deduzioni teoriche abbiamo realizzato lo schema della fig. 6 che comprende uno stadio di amplificazione di tensione equipaggiato con una EF86, uno sfasatore « bicatodo » equipaggiato con una ECC83 ed uno stadio finale con due EL84 funzionanti in regime « ultralineare ».

Si noti il sistema di alimentazione impiegato per permettere il collegamento diretto fra lo sfasatore e lo stadio finale, pur mantenendo i catodi di questo stadio ad un potenziale molto basso. Si può evitare l'impiego della tensione negativa con un normale collegamento RC verso lo stadio finale, il quale sarà allora munito del solito sistema di polarizzazione.

I risultati della prova hanno confermato le nostre speranze. La curva di risposta è piana entro 3 dB da 25 Hz a 130 kHz con un carico ohmico. Facciamo notare che abbiamo ottenuto questo risultato con un vecchio trasformatore di uscita, non previsto per il montaggio ultralineare, ma nel quale avevamo adattato le prese previste nel primario per poterlo utilizzare in regime ultralineare. La risposta ai transitori era eccellente.

Ed ecco quindi un nuovo invertitore da mettere in lista. Pensiamo che passerà ancora qualche anno prima che possa essere messo in disparte per un nuovo tipo decisamente migliore; c'è quindi tutto il tempo per poterlo provare.

Se può interessare, ricordiamo che il « bicatodo » non è protetto da brevetti. ■

TECNICA DELLE MISURE SU ALTOPARLANTI E CONTENITORI

a cura del Dott. Ing. P. POSTORINO

di J. Riethmuller

da «Toute la Radio», giugno 1960, pag. 241

Deluderemo senz'altro alcuni nostri lettori se diciamo, subito, che le misure acustiche che possono essere fatte senza camera acustica si riducono a ben poca cosa.

Infatti le uniche misure che possono essere eseguite in ambiente riverberante (locali normali) sono quelle elettromeccaniche e cioè: impedenza meccanica, frequenza di risonanza (f_r), sovratensione (Q), rigidità (Σ_S); elementi, questi, che hanno significato soltanto per gli altoparlanti per i toni bassi. Alle frequenze medie ed alte i movimenti del cono, infatti, sono ben poco dipendenti da quelli della bobina mobile (almeno per i classici elettrodinamici).

Gli articoli, di cui ai p. 1 e 2 della Bibliografia, riportano in maniera completa i metodi di prova degli altoparlanti.

Misura della frequenza di risonanza e della sovratensione

Il metodo di prova è stato descritto nel numero 10, anno 1960, pagina 295 di « Alta Fedeltà ».

Il sistema oscillante meccanico formato dalla massa, dalla rigidità e dagli attriti dell'altoparlante, è « tradotto » elettricamente, grazie alla reversibilità delle azioni elettrodinamiche, in un circuito oscillante elettrico comprendente un' autoinduzione L, una capacità C ed una resistenza R_{EM}. Indichiamo questa resistenza con R_{EM}, in quanto essa è la resistenza elettrica, che rappresenta le perdite meccaniche.

La misura di f_r, determina il prodotto LC e niente altro. La misura di $Q\infty$ determina il rapporto $R_{EM}/2\pi f_r L$. Ma vi è un'infinità di combinazioni di valori di L, C e R_{EM}, che posono dare i valori misurati di f_r e $Q\infty$. Considerando l'altoparlante connesso ad un circuito esterno (fig. 1), una sola di queste combinazioni rappresenta veramente l'A.P. La connessione ad un circuito esterno può effettuarsi, d'altronde, soltanto attraverso la resistenza della bobina mobile R_B.

Per misurare f_r e $Q\infty$, abbiamo collegato ai punti A e B dei dispositivi a resistenza « infinita ». Colleghiamo adesso fra A e B una resistenza R_I e misuriamo di nuovo la sovratensione; sia essa Q_I. La resistenza di smorzamento è data da R_{EM} e $(R_B + R_I)$ in parallelo:

$$Q_I = \frac{1}{2\pi f_r L} \times \frac{R_{EM}(R_B + R_I)}{R_{EM} + R_B + R_I}$$

da cui

$$Q\infty/Q_I = (R_{EM} + R_B + R_I)/(R_B + R_I)$$

e quindi

$$R_{EM} = (R_B + R_I)\left(\frac{Q\infty}{Q_I} - 1\right)$$

Una volta trovato R_{EM} è facilissimo calcolare la sovratensione dell'altoparlante Q_S, connesso ad un circuito esterno di resistenza R_A.

$$Q_S = \frac{1}{2\pi f_r L} \times \frac{R_{EM}(R_B + R_A)}{R_{EM} + R_B + R_A} = Q\infty \frac{R_B + R_A}{R_{EM} + R_B + R_A}$$

Se R_A è nulla, è

$$Q_o = Q_S \cdot R_B/(R_{EM} + R_B)$$

Facciamo notare, incidentalmente, che se si sono determinati f_r e Σ_S, è del tutto agevole calcolare la massa dell'equipaggio mobile. Difatti, il periodo di un sistema oscillante a « richiamo » elastico è dato dalla formula

$$T = 2\pi \sqrt{m/\Sigma}$$

dove, per il nostro caso, è

$$m = \Sigma_S/4\pi^2 f_r^2$$

Essendo essenziale che le diverse grandezze siano espresse in un sistema omogeneo, se esprimiamo Σ_S in dine per centimetro (cioè 981 volte il valore di Σ_S in grammi peso per centimetro) e f_r in Hz, la massa **m** sarà data in grammi.

Data l'imprecisione della misura di Σ_S, le masse così calcolate sono del tutto approssimative.

Un metodo che permette di calcolare contemporaneamente m e Σ_S è quello di fissare, dopo aver misurato f_r, al cono dell'A.P. (in vicinanza del suo apice) un sovraccarico, di preferenza anulare, di massa m' nota e di rimisurare la frequenza di risonanza; sia questa uguale a f'. Sarà allora

$$\Sigma_S = 4\pi^2 m'/\left(\frac{1}{f'^2} - \frac{1}{f_r^2}\right)$$

Conoscendo Σ_S, si calcolerà **m** come precedentemente.

Questo metodo presenta un grave inconveniente: è difficile fissare solidamente il sovraccarico e quindi sollevarlo senza far correre certi pericoli al prezioso A.P. ...

Curve d'impedenza

Si suole rilevare curve, chiamate abitualmente « curve d'impedenza meccanica » degli A.P. montati, o meno, in contenitori.

In realtà, ogni impedenza è una grandezza complessa, definita da due numeri; qui, di preferenza, in modulo e fase.

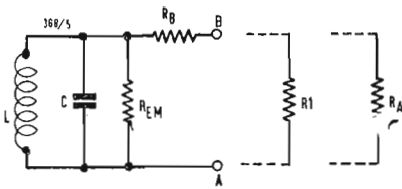
Sono stati fatti degli studi considerando le impedenze complesse degli A.P. (p. 3 Bibliografia); l'apparecchiatura è però alquanto complicata.

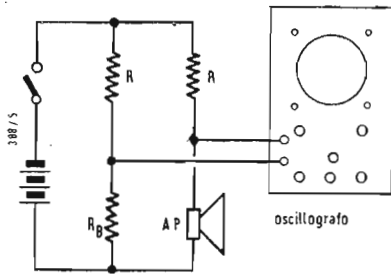
Un circuito molto semplice di Shorter trova la sua principale applicazione nella taratura dei vari contenitori.

Accordo dei Bass-Reflex

Sono stati escogitati diversi metodi per misurare, una volta sostituito l'A.P. con un pannello, la frequenza di risonanza di Helmholtz di un contenitore con apertura.

A meno che non si abbia a disposizione del materiale speciale, questi metodi non ci sembrano utilizzabili per misure alle basse frequenze.

Un metodo razionale ci sembra quello di introdurre nel contenitore un microfono a pressione e poi generare all'esterno un suono d'altezza variabile. Si avrà un picco nella risposta in corrispondenza di f_H. Ciò, però, è molto facile da farsi per una

◀ Fig. 1

Schema elettrico equivalente di un altoparlante elettrodinamico. L e C: circuito oscillatorio risultante della trasformazione elettrodinamica del sistema oscillante meccanico dell'A. P.; Rem: resistenza di smorzamento dell'A.P. a circuito aperto, rappresentante le diverse perdite meccaniche; Rb: resistenza della bobina mobile; R_1 o Ra: resistenza del circuito esterno.

◀ Fig. 2

Circuito raccomandato da G. A. Briggs per lo studio dei transitori alle basse frequenze. Rb: resistenza uguale a quella della bobina mobile. Le resistenze R sono uguali e possono variare da qualche ohm a qualche diecina di ohm. L'interruttore non deve generare crepitii; si consiglia un interruttore a mercurio.

frequenza di 100 Hz, ma dovendo lavorare a 20 od anche a 30 Hz, la cosa diventa molto meno comoda. I microfoni sensibili alla pressione, difficilmente (salvo modelli elaborati) hanno una buona sensibilità a 30 Hz. Come poi generare un suono a 30 Hz con una buona precisione in frequenza? Con un altro Bass-Reflex o con un organo?

L'autore ha rinunciato alla misura di f_H; l'ha calcolata e poi ha esaminato, sulla curva d'impedenza meccanica, se il frenaggio della membrana dell'altoparlante, nei dintorni della frequenza di risonanza in aria libera (f_r), era efficace.

Se l'apertura è regolabile in maniera continua (quindi non nel caso di aperture a tunnel), si può portare la frequenza su f_r e regolare l'apertura sul minimo d'impedenza meccanica. Per verificare che tutto sia normale, rilevare quindi la curva d'impedenza.

Studio del comportamento ai transitori

Sono stati escogitati diversi metodi per studiare il comportamento degli A.P. in regime transitorio; tutti basati sull'interruzione di un segnale sinusoidale o su trasmissione d'impulsi. Il metodo del segnale sinusoidale interrotto è molto agevole, ma necessita di una camera acustica. Al punto (4) della Bibliografia citiamo un lavoro molto utile a proposito.

Anche il metodo ad impulsi, se si usa un microfono, è soggetto alle stesse limitazioni.

Se ci si limita alle basse frequenze, alle quali la bobina ed il cono si spostano in blocco, come microfono interno si può utilizzare la f.e.m. meccanica. L'influenza dell'ambiente riverberante non è più sentita; le informazioni raccolte sono quelle relative ai movimenti del radiatore e non quelle relative a quanto viene emesso dall'apertura (esistendone una).

Il metodo più semplice è quello descritto da G. A. Briggs (vedi p. 5 Bibliografia) (fig. 2). L'interruttore deve fare un buon contatto, senza generare crepitii; un interruttore a mercurio può soddisfare benissimo a queste condizioni. E' indispensabile poi che l'oscillografo abbia un perfetto funzionamento in regime impulsivo.

Le figure osservabili sono interessanti, ma ci sembra alquanto rischioso dare delle regole che possano permettere la messa a punto di un contenitore basandosi soltanto sulla forma di queste figure. Non abbiamo trovato, infatti, una correlazione ben definita fra le figure ed il risultato con l'ascolto. Bisogna dire che, in genere, si esaminano A.P. molto smorzati, per cui si hanno delle figure molto meno belle di quelle che si avrebbero con A.P. a basso smorzamento. Alla più bella curva, dice Briggs, non corrisponde necessariamente il migliore risultato...

Vediamo ora cosa ci dicono le misure, o meglio le osservazioni « acustiche » all'ascolto o con microfono.

Curve di risposta

Esistono diversi metodi, che permettono di rilevare delle curve di risposta senza camera acustica. Il più semplice consiste nell'operare in piena aria libera, cioè in aperta campagna ed in ambiente « acusticamente » idoneo.

In ambiente riverberante, si può rilevare soltanto « l'andamento generale » della risposta (con esclusione dei picchi di risonanza o delle valli ristrette), alimentando l'A.P. con un rumore « bianco », limitato da un « filtro di terza d'ottava », cioè da un filtro che lasci passare soltanto una banda di un terzo d'ottava. La frequenza centrale della banda deve poter essere commutata in intervalli di un terzo d'ottava, in modo che si possa percorrere tutta la gamma delle frequenze audio. Il rumore bianco è un segnale « aleatorio » (casuale secondo Gauss, N.d.T.), tale che la potenza per Hz sia costante in tutta la banda considerata; nel nostro caso, la gamma delle frequenze audio.

E' molto difficile generare un rumore bianco idoneo per le frequenze udibili. Il metodo veramente corretto ci sembra quello basato sulla rivelazione omodina del rumore di un amplificatore H.F. Questo metodo richiede un'apparecchiatura alquanto impegnativa e molto delicata; più utilizzabile quindi come campione di laboratorio.

Si possono fare delle buone misure e soprattutto dei buoni confronti « uditivi » di A.P. con generatori di rumore quasi bianco; chiamiamo così un segnale aleatorio nel quale la potenza per Hz varia regolarmente e molto lentamente nella banda audio, senza contenere frequenze o bande di frequenze nettamente privilegiate. Il fenomeno del bombardamento elettronico dei tubi a gas è un buon generatore di tale rumore.

Uno dei dispositivi più semplici è quello rappresentato in fig. 3; ha solo l'inconveniente di fornire una tensione di rumore molto bassa.

L'uso di un thyratron (fig. 4) permetterebbe di ottenere livelli di rumore sensibilmente più alti; ma presenta l'inconveniente di avere un livello di rumore diverso per ogni singolo tubo (e per un determinato tipo) e a secondo del punto di funzionamento. E' necessario perciò un controllo a mezzo oscillografo.

Se si alimenta un filtro di terza di ottava con un rumore veramente bianco, la potenza all'uscita è proporzionale alla frequenza centrale di ciascuna banda; essa aumenta di 3 dB per ottava. Per ogni spostamento di un passo, bisogna ogni volta attenuare di 1 dB. E' perciò più semplice interporre un filtro correttore in modo d'avere una diminuzione regolare della potenza in

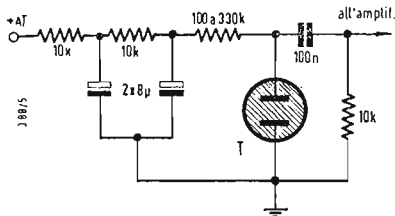



Fig. 3 ▲

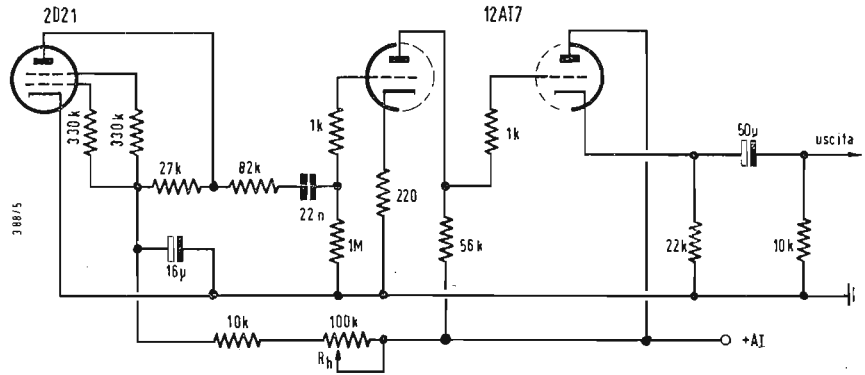



Fig. 4 ▶

Generatori di rumore quasi bianco per prove su altoparlanti. In fig. 3: circuito molto semplice, impiegante un tubo a catodo freddo: piccolo tubo al neon oppure una OA2 o una OB2 collegata all'inverso. Il livello di rumore (da 1 a 5 mV, cresta - cresta) dipende più dal tubo, che dalla corrente che lo attraversa. È necessaria una forte amplificazione. In fig. 4: circuito impiegante un dhyvatron e una valvola amplificatrice, capace di fornire un livello di rumore di diversi V sotto bassa impedenza. Il reostato Rh permette di scegliere il punto di funzionamento ottimo. I risultati sono molto diversi a seconda del 2D21 impiegato.

funzione della frequenza: si ottiene così un rumore « rosa ».
La fig. 5 riporta lo schema di tale filtro; esso è stato ricavato dall'articolo citato al p. 6 della Bibliografia.
Non essendo i rumori, generati dai circuiti molto semplici di fig. 3 e 4, sicuramente veramente bianchi, è meglio sostituire il filtro « rosa » con un attenuatore variabile.
Ad ogni passo del commutatore, si regola questo attenuatore in modo d'applicare all'entrata dell'amplificatore, all'entrata dei filtri separatori di canale, ai capi dell'A.P., oppure ai capi d'una resistenza in serie con quest'ultimo — a seconda del tipo di misura che si desidera fare — sempre la stessa tensione (letta su un voltmetro, avente una risposta indipendente dalla frequenza).
Un filtro di terza è molto utile per la messa a punto dei sistemi a più altoparlanti. Disgraziatamente, però, il suo prezzo è alquanto elevato per l'audio-amatore privato.
Senza usare alcun filtro (o con il solo filtro « rosa ») e senza microfono, l'esame semplicemente all'ascolto degli A.P. alimentati con rumore quasi bianco (o quasi rosa) dà, da per sè, delle indicazioni, specialmente alle alte frequenze, molto interessanti.
Esiste d'altronde un testo classico (vedi p. 1 Bigliografia) che mette in evidenza le risonanze della membrana o del padiglione.
L'A.P. che dà un rumore meno « colorato » è il migliore ...se non altro dal punto di vista della curva di risposta.
Perchè l'osservazione soggettiva sia significativa, è necessario avere un certo « orecchio » ed eseguire i paragoni fra A.P. contemporaneamente.

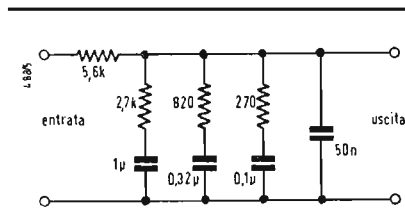



Fig. 5 ▲

Filtro atto a trasformare un rumore bianco (potenza per Hz indipendente dalla frequenza) in un rumore «rosa» (potenza per Hz, inversamente proporzionale alla frequenza). La pendenza è uniforme di 3 dB/ottava fra 20 e 20000 Hz. (vedi p. 6 Bibliogr.)

Esame delle forme d'onda

L'ambiente riverberante complica anche il semplice esame delle forme d'onda sonora: spostando il microfono, le curve si modificano a causa delle variazioni di fase e di intensità delle diverse armoniche rispetto alla fondamentale. Bisogna perciò essere prudenti nell'eseguire questa prova, d'altronde molto utile all'audio-amatore.
Si dovrà usare un ottimo microfono, con buona sensibilità alle basse frequenze (microfono a nastro, se possibile), in quanto, proprio a queste frequenze, l'esame della forma d'onda è il più significativo. Con una sola apertura d'emissione sonora, il microfono dovrà essere posto di fronte all'apertura e non troppo lontano. Se invece il suono viene emesso da aperture diverse (Bass-Reflex), si possono esaminare separatamente le forme d'onda all'A.P. e all'apertura; l'orecchio, invece, sente i due suoni contemporaneamente.
Una posizione intermedia un po' più lontana è forse più verosimile; però attenzione: la forma d'onda è molto sensibile alla fase delle armoniche, mentre l'orecchio non tiene conto di questa fase; è cosa saggia spostare un po' il microfono per farsi un'idea globale della purezza più o meno buona dell'onda.

BIBLIOGRAFIA

1) D. E. L. Shorter: « A survey of performance criteria and design considerations for high-quality monitoring loudspeakers » - P. I. E. E. nov. 1958, parte B, pag. 607.
2) P. Chavane e R. Lehmann: « Procedures for landspeaker measurements » - IRE Trans. on Audio, maggio-giugno 1958, p. 56 (originale: Annales des Telecommunications, luglio 1953, pag. 226).
3) R. E. Cooke: « The impedance and phase angle of loudspeaker loads » - Technique Muirhead, aprile 1959, pag. 11.
4) Marshall C. Kidd: « Tone-bust generator checks A.F. transients » - Electronics, luglio 1952, pag. 132.
5) G. A. Briggs: « Sound Reproduction ».
6) J. J. Faran: « A new analyser for sound and Vibration » - General Radio Experimenter, dicembre 1959.

EQUALIZZAZIONE

di Herman Burstein

da «Audio», agosto 1960, pag. 28

a cura del Dott. Ing. G. CHECCHINATO

In questo articolo verranno illustrati i principi fondamentali dei fenomeni che influenzano la curva di risposta dei magnetofoni, le ragioni per le quali l'equalizzazione è necessaria ed i tipi fondamentali di circuiti di equalizzazione

L'audioamatore, se non ha una visione esatta del problema dell'equalizzazione, non potrà mai avere una completa comprensione del registratore a nastro.

Forse il migliore sistema di affrontare la discussione è quello di considerare quale sarebbe la curva di risposta di un registratore se non esistesse l'equalizzazione. Una curva tipica non equalizzata è rappresentata nella fig. 1 e riguarda una riproduzione eseguita ad una velocità di 7,5 poll./sec con corrente di polarizzazione normale. Osservando questa curva, appare subito necessaria una compensazione, perchè altrimenti si avrebbero delle deficienze molto forti negli alti e nei bassi. In altre parole risulta evidente la necessità di rinforzare sia i bassi, sia gli alti.

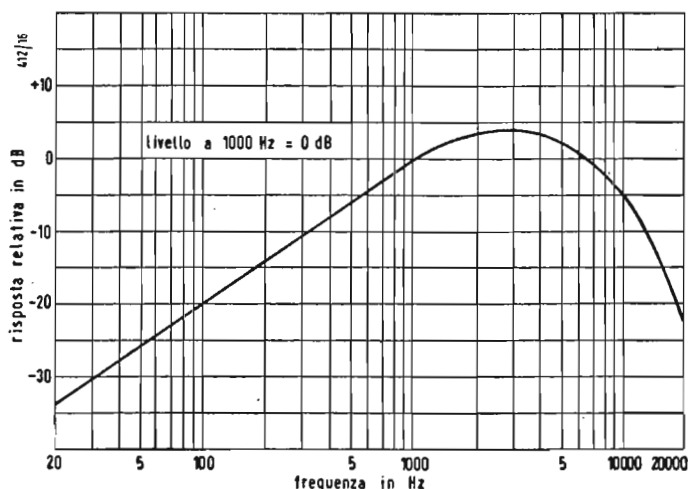
Nel seguito discuteremo dettagliatamente: i vari fattori che provocano le perdite negli alti e nei bassi; la dipendenza delle perdite dalla lunghezza d'onda e dalla velocità del nastro oppure dalla frequenza: la suddivisione ottima dei circuiti di compensazione fra registrazione e lettura; la curva di equalizzazione NAB; le possibili variazioni di equalizzazione in funzione della velocità; ed infine i due tipi fondamentali di circuiti di equalizzazione normalmente impiegati.

Perdite di registrazione e di lettura.

Qui di seguito illustreremo i vari fattori responsabili del fatto che la curva della fig. 1 non è piana:

1) *Caratteristica di velocità della testa di lettura.*

Supponiamo che il nastro sia registrato in modo che qualsiasi frequenza contenga la stessa quantità di segnale, cioè di flusso magnetico.

In questo caso una testa di lettura ideale darebbe una curva di risposta uguale a quella della fig. 2 con una tensione in uscita continuamente crescente con la frequenza. Una testa di lettura viene chiamata un « apparecchio a velocità », perchè la sua uscita dipende dalla velocità con cui varia il campo magnetico che le viene presentato, o più semplicemente dalla velocità di variazione di questo campo magnetico. Quanto più è alta la frequenza, tanto più è rapida la variazione del campo magnetico registrato sul nastro, cioè tanto maggiore è il numero di cicli registrati nell'unità di lunghezza, e quindi tanto maggiore è l'uscita della testa di lettura. Questo fatto è rappresentato nella fig. 1 dal primo tratto rettilineo della curva. Questa linea è una retta solo in teoria; in pratica essa tende ad ondularsi un poco all'estremità inferiore in funzione dell'effetto di contorno e a scendere un po' di più in funzione dell'effetto di avvolgimento dovuto all'interazione fra il nastro e tutta la testa. Tuttavia la linea è così vicina alla retta che si può continuare a considerarla tale.

◀ Fig. 1

Curva di risposta globale di un magnetofono per una velocità del nastro di 7,5 pollici/sec. e per un traferro di 0,0025 pollici.

I punti seguenti tengono invece conto della parte destra, curva, della linea della fig. 1.

2) *Perdite di smagnetizzazione durante la registrazione.*

Quando un segnale viene registrato su un nastro, i magnetini elementari del rivestimento magnetico si orientano ordinatamente in modo da formare dei piccoli magneti a sbarra disposti lungo il nastro. Ciascuno di questi magneti ha un polo Sud ed un polo Nord. Quanto più è alta la frequenza, tanto maggiore è il numero di magneti compresi in un tratto determinato del nastro, ciò significa che all'aumentare della frequenza i magneti diventano più corti. I poli Nord e Sud di uno stesso magnete hanno la tendenza ad annullarsi a vicenda e questo effetto, indicato con il nome di perdite di smagnetizzazione, è tanto più forte, quanto più i due poli sono vicini. Quindi, quando aumenta la frequenza, aumentano molto rapidamente anche le perdite per smagnetizzazione, dando la perdita negli alti indicata nella fig. 3, la cui curva è stata tracciata per una velocità di 7,5 pollici/sec.

3) *Effetto di cancellazione della corrente di polarizzazione durante la registrazione.*

La corrente di polarizzazione, che viene applicata alla testa di registrazione per diminuire la distorsione ed aumentare il segnale registrato, fa in modo che la testa di registrazione si comporti, sia pure in misura molto ridotta, come la testa di cancellazione, alla quale viene applicata la stessa frequenza con una ampiezza molto maggiore.
In altre parole la testa di registrazione si comporta in misura molto leggera come una testa di cancellazione. Le frequenze più facili da cancellare sono quelle più alte, perchè esse non riescono a penetrare molto profondamente nello strato magnetico come le basse e le medie, le note alte rimangono molto più in superficie. Il risultato di questo fenomeno è una riduzione delle frequenze più alte. La fig. 4 mostra questa diminuzione per la velocità di 7,5 pollici/sec e per una corrente di polarizzazione normale.

4) *Perdite nel ferro della testa di registrazione e di quella di lettura.*

Il flusso magnetico che passa attraverso il nucleo di una testa produce le cosiddette correnti parassite.
Il nucleo inoltre oppone una certa resistenza alle magnetizzazioni e smagnetizzazioni successive, cioè presenta una certa isteresi. Ambedue i fenomeni costituiscono una perdita di energia, una perdita che aumenta anch'essa con la frequenza. Tuttavia nelle moderne teste magnetiche le perdite per correnti parassite e per isteresi, chiamate globalmente perdite nel ferro, possono essere completamente trascurate perchè danno una attenuazione inferiore ad 1 dB a 15.000 Hz.

5) *Perdite di traferro della testa di lettura.*

Il limite superiore della curva di risposta della testa di lettura dipende dalla larghezza del traferro.
Quanto più il traferro è stretto tanto più è alta la frequenza che la testa può riprodurre ad una determinata velocità. La curva (A) della fig. 5 mostra la diminuzione degli alti alla velocità di 7,5 pollici/sec per una testa di lettura con un traferro di 0,00025 pollici, che è un valore molto usuale. La curva (B) mostra la perdita, sempre alla stessa velocità, che si ha con una testa moderna avente un traferro di 0,00009 pollici. D'altra parte anche con il traferro da 0,00009 pollici si ha una forte perdita negli alti alle basse velocità: curva (C) con una velocità di 3,75 pollici/sec.

6) *Perdite elettriche della testa di lettura.*

L'induttanza dell'avvolgimento della testa di lettura e la capacità in parallelo all'avvolgimento stesso (capacità delle spire, capacità del cavo, capacità dell'entrata dell'amplificatore) possono provocare una sensibile diminuzione degli alti come è indicato nella fig. 6. In genere però, nei registratori ben costruiti, le capacità sono tenute sufficientemente basse in modo da non provocare delle perdite sensibili. Nel seguito si supporrà quindi che questa perdita sia trascurabile.
La fig. 7 mostra come si compongono le varie perdite fin qui discusse. Si vede chiaramente che, se si sommano tutte le perdite, si ottiene una curva di risposta identica a quella della fig. 1.

Effetto della lunghezza d'onda e della velocità del nastro.

La precedente descrizione delle varie perdite che si hanno durante la registrazione e la lettura era basata sull'ipotesi di una costanza della velocità del nastro. In realtà un certo gruppo di queste perdite varia in funzione della lunghezza di onda del segnale registrato sul nastro, cioè con la lunghezza del tratto di nastro occupato da un ciclo del segnale audio. Quanto più breve è la lunghezza d'onda tanto maggiori sono le perdite. Poichè la lunghezza d'onda diventa più corta con l'aumentare della frequenza, ad una determinata velocità, ne consegue, come sapevamo già, che le perdite aumentano con la frequenza. Se ora si aumenta la velocità del nastro si aumenta anche la lunghezza d'onda e le perdite diminuiscono; se invece si diminuisce la velocità si ha un aumento delle perdite. Vediamo quindi che non si possono considerare costanti le perdite che si hanno ad una determinata frequenza.
Il valore delle perdite dipende in-

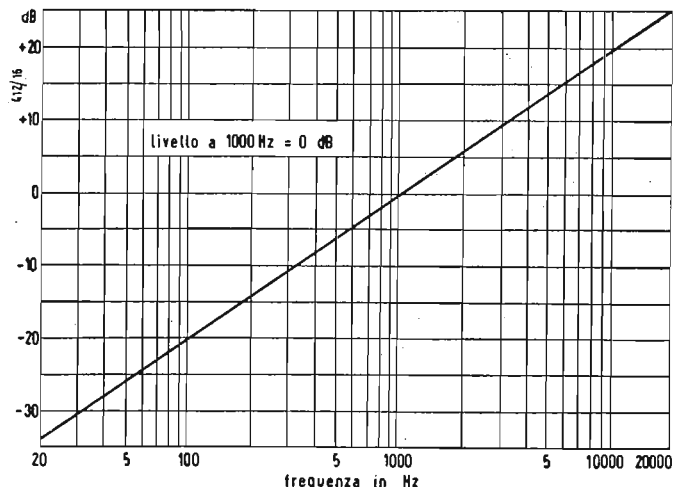



Fig. 2 ▶
Uscita di una testa di lettura ideale, nell'ipotesi che il flusso registrato sia costante a tutte le frequenze.

fatti sia dalla frequenza, sia dalla velocità.

Le perdite negli alti che variano con la lunghezza d'onda, cioè con la frequenza e la velocità, sono:

— le perdite di demagnetizzazione di registrazione;

— le perdite di cancellazione nella registrazione;

— le perdite di traferro nella lettura.

Invece le perdite elettriche e le perdite del ferro delle teste di registrazione e di lettura variano direttamente con la frequenza e sono indipendenti dalla velocità.

Per chiarire in che modo le perdite degli alti variano con la velocità si sono rappresentate nella fig. 8 le curve totali di risposta di un determinato registratore a 7,5 ed a 15 pollici/sec. Quando la velocità viene raddoppiata, una data lunghezza d'onda rappresenta una frequenza doppia. Quindi la perdita negli alti che si ha ad una certa frequenza alla velocità minore si avrà solo per una frequenza doppia alla velocità superiore. A parità di tutte le altre condizioni un aumento della velocità porta ad un notevole miglioramento della risposta delle alte frequenze. Per esempio il limite superiore può passare dagli 8.000 Hz a 3,75 pollici/sec ai 16.000 Hz a 7 pollici/sec.

La fig. 8 ci permette di fare due importanti considerazioni sull'equalizzazione:

— quanto più bassa è la velocità del nastro, tanto maggiore deve essere il rinforzo degli alti

— e d'altra parte quanto più bassa è la velocità tanto minore deve essere il rinforzo dei bassi.

Dalla fig. 8 si può vedere che il punto dal quale occorre iniziare il rinforzo dei bassi si trova di una ottava più bassa a 7,5 poll./sec rispetto al caso dei 15 poll./sec. Questo fatto deve essere ricordato anche nel seguito della discussione.

Fig. 3

Andamento tipico della perdita per smagnetizzazione nella registrazione alla velocità di 7,5 pollici al sec.

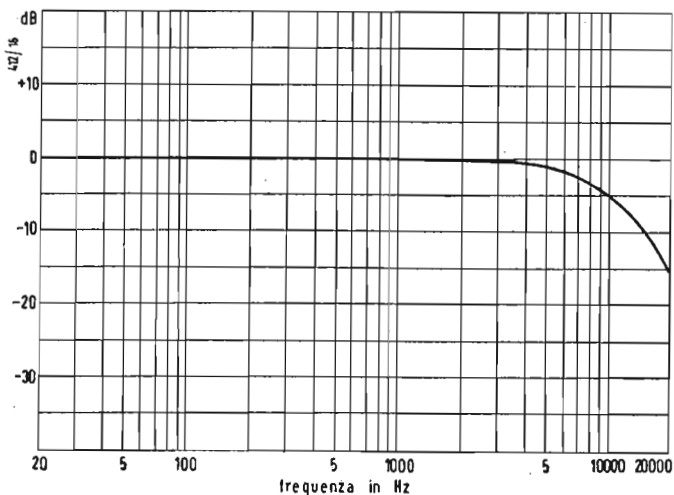



Fig. 4

Andamento tipico della perdita per cancellazione dovuta alla corrente di polarizzazione alla velocità di 7,5 pollici/sec

Dove mettiamo i circuiti di compensazione?

Il progettista di un registratore a nastro ha la possibilità di incorporare i circuiti di equalizzazione o nell'amplificatore di registrazione, o in quello di lettura, o in ambedue. La migliore soluzione è quella che tiene conto sia della curva di risposta, sia della distorsione e del rapporto segnale/disturbo, e non sarà poi male considerare anche il lato economico del problema.

La posizione più logica per il rinforzo dei bassi è senz'altro l'amplificatore di lettura. A 7,5 poll./sec occorre infatti una compensazione dei bassi di oltre 30 dB. Anche a velocità minori questa compensazione deve sempre rimanere almeno sui 20 dB. Se si applicasse una tale compensazione nella registrazione si avrebbe un fortissimo sovraccarico del nastro ed in conseguenza una forte distorsione.

Tuttavia è sempre ammessa una leggera compensazione dei bassi anche lato registrazione, perchè nella maggior parte delle esecuzioni musicali si ha sempre una attenuazione dell'energia acustica alle frequenze più basse. La fig. 9 mostra per esempio la tipica distribuzione dell'energia acustica di punta per una orchestra che esegue una normale composizione sinfonica. Sarà quindi conveniente suddividere in modo opportuno la compensazione dei bassi fra l'amplificatore di registrazione e quello di lettura, lasciando a questo il compito più importante.

La posizione più logica per il rinforzo dei bassi si trova nell'amplificatore di registrazione. A 7,5 poll./sec occorrono più di 20 dB di compensazione se si vuole ottenere una risposta piana. Se questa compensazione fosse fatta nell'amplificatore di lettura si sarebbero enormemente accentuati il rumore ed il fischio del nastro. Però se durante la registrazione si impiega una compensazione molto forte, non ci sarà il pericolo di sovraccaricare il nastro e provocare delle forti distorsioni? In realtà ci sono almeno due fattori che rendono possibile una forte accentuazione degli alti senza dar luogo a sovraccarichi:

— Come è indicato nella fig. 9 si ha una notevole diminuzione dell'energia acustica nella parte superiore dello spettro, e ciò riduce l'effetto del rinforzo degli alti.

— A parità di percentuale di distorsione si può registrare a livelli crescenti con la frequenza come è chiaramente illustrato nella fig. 10.

Se esistono anche perdite nel traferro e perdite nel ferro occorre una compensazione supplettiva degli alti, oltre a quanto è necessario per equalizzare le perdite di smagnetizzazione e di cancellazione.

Questa compensazione supplettiva deve essere incorporata nell'amplificatore di lettura per due ragioni:

— per evitare di mantenere tutta la compensazione degli alti nella registrazione e quindi per non avere una distorsione molto forte;

— perchè le perdite nel traferro e quelle nel ferro dipendono dalla te-

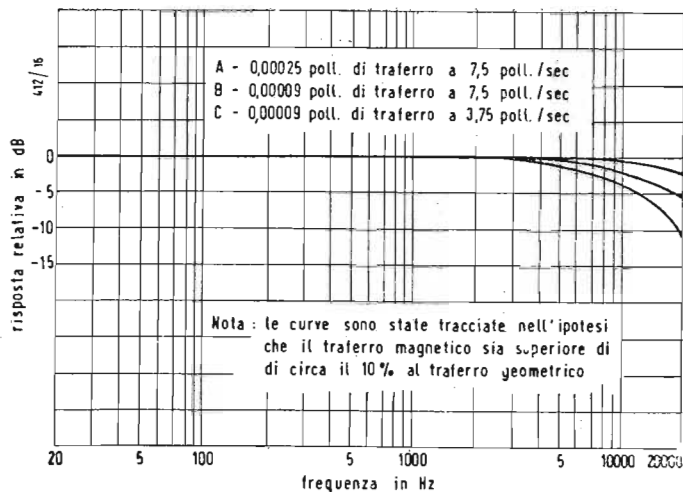



Fig. 5 ▶

Perdita dovuta al traferro della testa di lettura.

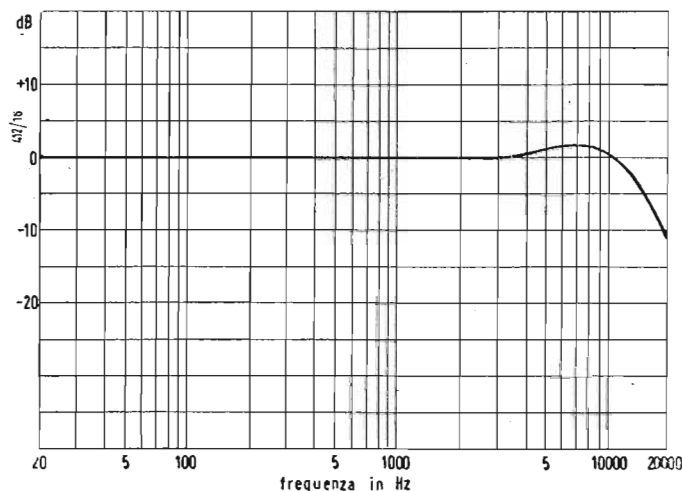



Fig. 6 ▶

Perdita dovuta ad un valore eccessivo della capacità in parallelo con la testa di lettura.

stà impiegata per la lettura, e non è sempre facile sapere in anticipo, cioè durante la registrazione, quale sarà il tipo di testa con cui il nastro verrà letto (ci riferiamo ai nastri commerciali).

L'economia è un fattore da tenere presente nella costruzione di qualsiasi registratore a nastro, tuttavia essa assume un'importanza predominante nel caso dei registratori a basso costo, ed in genere si deve sempre fare un certo compromesso fra i principi teorici della compensazione ottima ed il costo. Invece di concentrare quasi tutta la compensazione dei bassi nella lettura e quasi tutta la compensazione degli alti nella registrazione si cerca di suddividere equamente le due compensazioni in modo da potere usare lo stesso amplificatore sia per la registrazione, sia per la lettura.

La compensazione NAB

La compensazione NAB (detta precedentemente NARTB), per quanto riguarda la localizzazione ottima dei circuiti di equalizzazione, stabilisce quanto segue:

1) Il rinforzo dei bassi deve avvenire soprattutto nella lettura come è indicato nella fig. 11A. Questa curva dà una compensazione esatta fino a 50 Hz, se si desidera una curva di risposta perfettamente piana il resto della compensazione deve essere fornito durante la registrazione come è indicato nella fig. 11B.

2) La compensazione degli alti deve essere localizzata soprattutto nella registrazione, eccettuata solo l'aliquota necessaria per compensare le perdite della testa di lettura e precisamente le perdite nel traferro e nel ferro. Queste perdite, se è necessario devono essere compensate nella lettura.

L'equalizzazione NAB non specifica esattamente quale deve essere la compensazione di registrazione (degli alti), essa si limita semplicemente a stabilire che il rinforzo degli alti durante la registrazione deve essere tale che, in unione alla compensazione della lettura, deve dare una curva di risposta complessiva compresa entro certi limiti: per esempio ± 1 dB da 100 a 7500 Hz, diminuzione da 1 a 4 dB a 50 Hz, da +1 dB a —4 dB a 15.000 Hz.

Le norme NAB, mentre non prescrivono una specifica curva di compensazione per la registrazione, si preoccupano invece di prescrivere una precisa caratteristica di registrazione del segnale sul nastro, assumendo come condizione di partenza che i segnali applicati al registratore abbiano ampiezza costante a tutte le frequenze. Questa caratteristica di registrazione è illustrata dalla fig. 12. Questa caratteristica e la curva di compensazione della lettura della fig. 11 hanno una certa complementarietà. Ciò significa che data una curva si può ricavare l'altra, tenendo presente che l'uscita della testa di lettura aumenta di 6 dB per ottava a parità di segnale registrato sul nastro (figura 2). Poichè è molto più facile misurare la compensazione della lettura piuttosto che il campo magnetico registrato sul nastro, la compensazione NAB è stata definita con una curva di compensazione di lettura e non si è definita l'intensità del campo magnetico da registrare sul nastro alle varie frequenze.

La compensazione di lettura NAB era stata originariamente stabilita solo per la velocità di 15 pollici/sec.

Tuttavia con il progresso tecnico dei registratori e dei nastri magnetici si è constatato che l'equalizzazione NAB andava bene anche per 7,5 pollici/sec e la si è comunemente accettata come standard anche a questa velocità. Invece per le velocità inferiori ai 7,5 pollici/sec è consigliabile diminuire il rinforzo dei bassi stabilito dalle norme NAB.

In pratica a queste velocità si è soliti impiegare una curva di compensazione simile, che però si fa iniziare ad una frequenza più bassa di quella della fig. 11. Anche a queste velocità ridotte si segue sempre il principio della compensazione ottima, almeno nei buoni registratori.

Sarebbe stato possibile per le norme NAB stabilire una ben determinata curva di compensazione per la registrazione se non si fossero dovuti tenere presenti i seguenti fattori:

1) Per una data velocità del nastro esiste una certa differenza della corrente di polarizzazione nei vari modelli, quindi si ha anche un diverso effetto di cancellazione ed una diversa necessità di rinforzare i bassi.

2) Le perdite nel ferro, se esistono, variano molto da un modello all'altro. Poichè si suppone che queste siano compensate nell'amplificatore di registrazione, varia da modello a modello il valore della compensazione necesaria per riportare su gli alti.

Ricordando poi che l'equalizzazione NAB è stata adottata anche per i 7,5 pollici/secondo, diventerebbe più

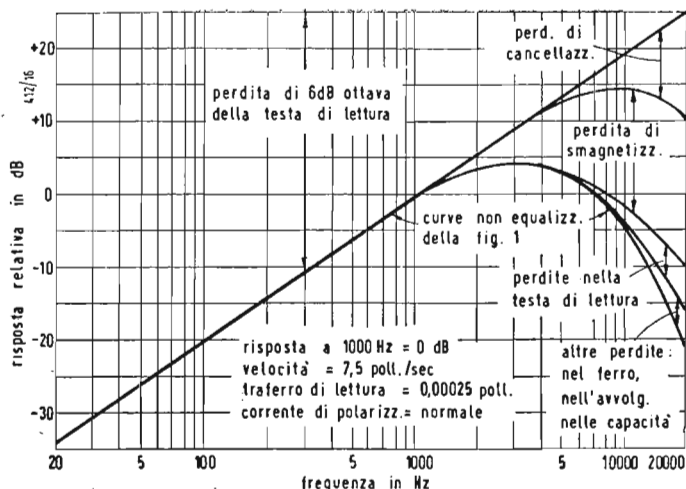



Fig. 7 ▲

Composizione globale dei vari fattori che intervengono a modificare la curva di risposta globale del magnetofoni.

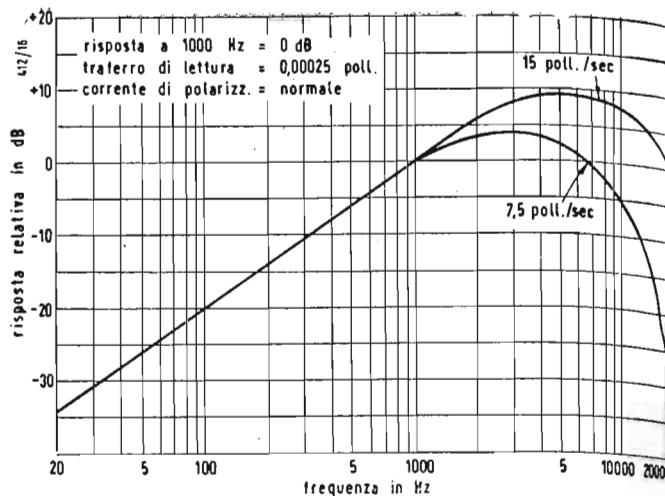



Fig. 8 ▲

Confronto fra le curve di risposta non equalizzate a 7,5 ed a 15 pollici/sec

difficile ancora prescrivere una determinata curva di compensazione per la registrazione. A 7,5 pollici/sec le perdite negli alti dovute alla smagnetizzazione ed alla cancellazione sono molto più forti che non a 15 pollici/sec, in modo che, nel caso della velocità più bassa, occorre un rinforzo degli alti maggiore (di almeno 10 dB).

Variazioni dell'equalizzazione ad una data velocità.

Osservando la fig. 1 si vede che il rinforzo dei bassi nella lettura dovrebbe iniziare o meglio avere già un valore di 3 dB, a circa 1000 Hz. Ora si vede che la curva NAB prescrive che il rinforzo dei bassi deve iniziare a 3180 Hz. Come si può riconciliare questa apparente contraddizione? La risposta si può trovare nel fatto che, entro certi limiti, si possono accettare diverse curve di compensazione per la lettura, ugualmente valide per una certa velocità. In altre parole, il punto nel quale il rinforzo dei bassi raggiunge i 3 dB, chiamato anche punto di inversione, può variare entro una certa gamma e permettere di ottenere una risposta sufficientemente piana, agendo corrispondentemente sulla curva di compensazione di registrazione.

Se si varia la frequenza di inversione per i bassi, si deve variare conseguentemente anche la curva di rinforzo degli alti per la registrazione in modo da avere sempre una risposta più o meno piana. Se si abbassa la frequenza di inversione per i bassi, occorre un minore rinforzo degli alti in registrazione. In altre parole il valore del rinforzo dei bassi in lettura e quello del rinforzo degli alti in registrazione devono variare nello stesso senso. Il vantaggio di aver un maggiore rinforzo degli alti in registrazione consiste nella possibilità di avere un migliore rapporto segnale/disturbo, lo svantaggio è invece dovuto al fatto che l'aumento conseguente del rinforzo dei bassi può portare ad una forte distorsione.

Le fig. 13 e 14 spiegano come mai è possibile avere diverse combinazioni di rinforzo degli alti e dei bassi ad una data velocità. La figura 13 illustra il caso in cui si impiega un rinforzo relativamente modesto sia per gli alti, sia per i bassi. La curva AA è la curva globale

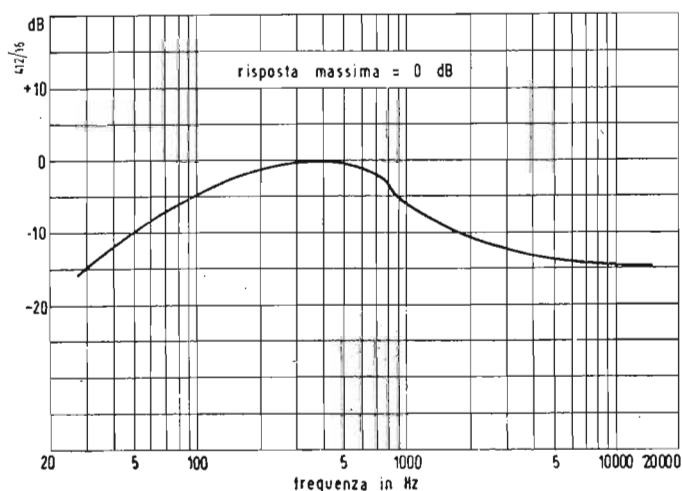



Fig. 9 ▲

Distribuzione tipica delle punte di energia acustica di una normale composizione sinfonica.

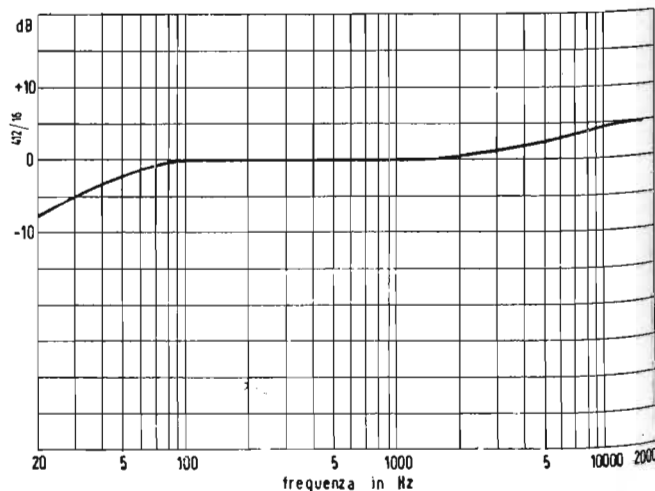



Fig. 10 ▲

Curva approssimata rappresentante il massimo livello di registrazione permesso alle varie frequenze.

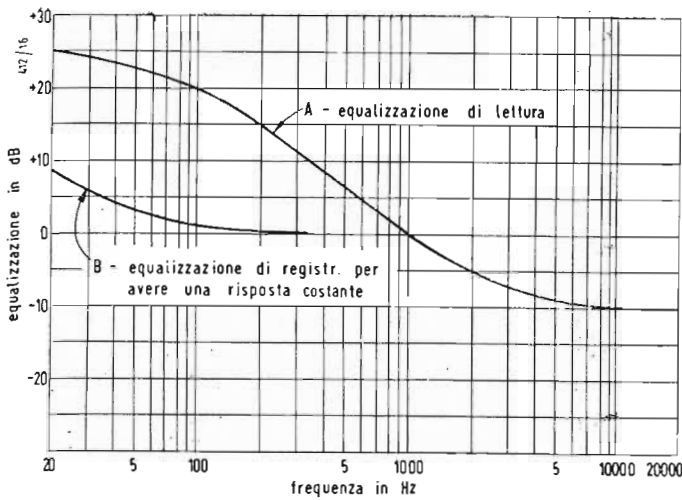



Fig. 11 ▲

Curve di equalizzazione NAB.

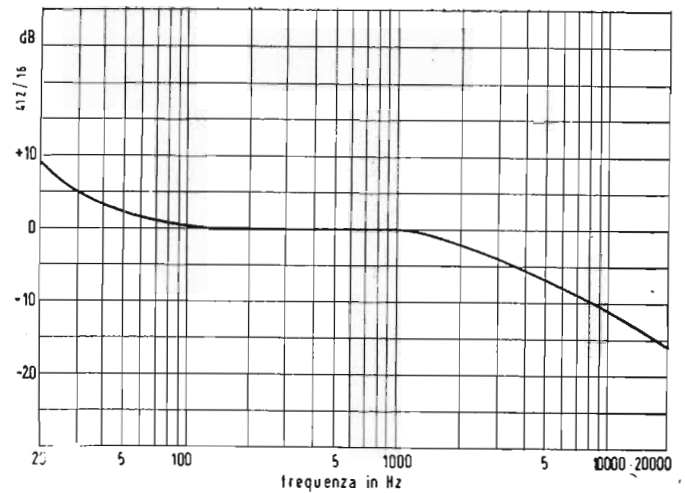



Fig. 12 ▲

Caratteristica di registrazione NAB, che rappresenta il segnale da registrare sul nastro.

originaria non equalizzata. A-B rappresenta la curva di risposta totale dopo il rinforzo degli alti in registrazione. La curva B-B, che è ormai una retta orizzontabile, rappresenta la curva totale equalizzata anche con la compensazione dei bassi in lettura. La distanza fra la curva BB e la A-B rappresenta appunto il rinforzo dei bassi.

Osserviamo ora la fig. 14. In essa tutte le curve hanno lo stesso significato di quelle della fig. 13. Notiamo tuttavia che è stato impiegato un maggior rinforzo degli alti in registrazione, distanza fra le curve A-A ed A-B; sul nastro sono stati registrati quindi degli alti ad un livello maggiore, perciò in sede di lettura si avrà negli alti un'uscita maggiore. Notiamo però che in queste condizioni occorre anche un maggior rinforzo dei bassi in lettura, distanza fra le curve A-B e B-B, se si vuole mantenere piana la curva globale.

Variazione dell'equalizzazione con la velocità.

Forse la fig. 13, o la fig. 14 o qualche altra combinazione intermedia delle compensazioni per gli alti e per i bassi possono dare la soluzione ottima non solo nel senso di garantire una curva di risposta globale piatta, ma anche ottenendo la minima distorsione ed il massimo rapporto segnale/disturbo. Per ogni velocità del nastro esiste naturalmente una sola combinazione ottima. Poichè per una data curva di compensazione di lettura esiste sempre una ben precisa curva di compensazione di registrazione complementare, si può affermare che per ogni velocità del nastro esiste una sola compensazione di lettura che può dare il risultato ottimo.

Questa affermazione non deve però essere presa molto alla lettera. Si è infatti visto che la curva di equalizzazione di lettura NAB, ideale per 15 pollici/sec, è stata considerata buona anche per 7,5 pollici/sec. Tuttavia un leggero spostamento dalla curva NAB può dare a 7,5 pollici/sec dei risultati migliori per quanto riguarda la distorsione ed il rumore; la differenza è però minima.

Scendendo nella scala delle velocità, a 3,75 pollici/sec od anche a meno, si arriva presto ad un punto nel quale l'equalizzazione NAB può compromettere seriamente i risul-

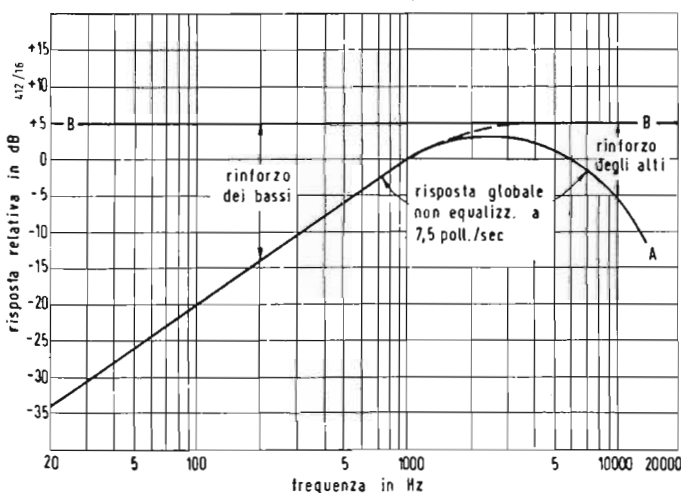



Fig. 13 ▲

Combinazione dei minimi rinforzi per gli alti e bassi che danno ancora una risposta complessiva piana.

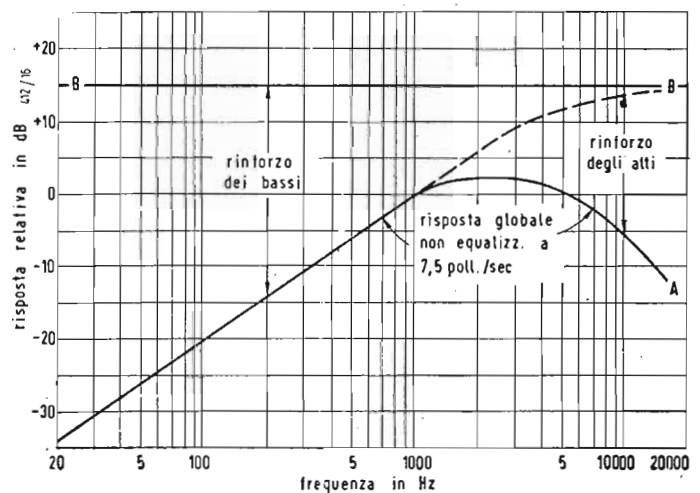



Fig. 14 ▲

In questa combinazione la risposta piana si ottiene impiegando rinforzi molto più alti sia per i bassi, sia per gli alti.

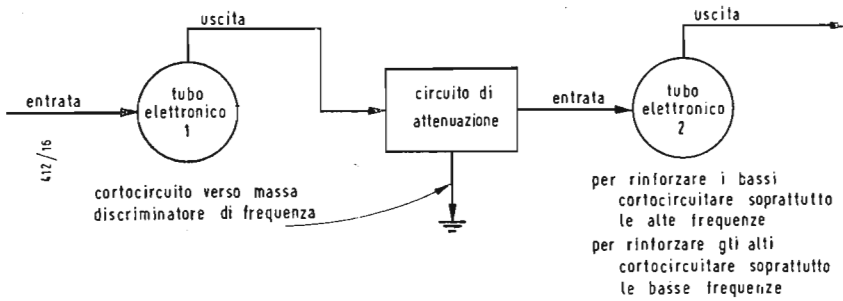



Fig. 15 ▲

Schema di principio dell'equalizzazione per attenuazione.

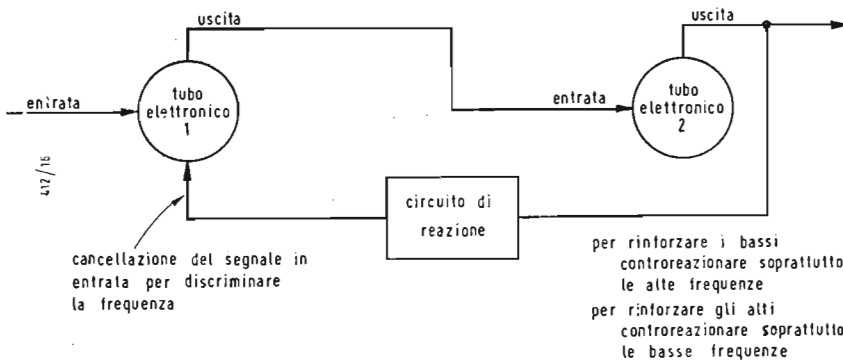



Fig. 16 ▲

Schema di principio dell'equalizzazione per controreazione.

tati. Perciò i registratori di qualità dovrebbero accoppiare alle variazioni della velocità al di sotto dei 7,5 pollici/sec una variazione della curva di compensazione di lettura. Tuttavia in molti apparecchi si usa, per ragioni di economia, la stessa equalizzazione sia per 7,5, sia 3,75 pollici/sec. In questi casi converrebbe adottare una curva di equalizzazione intermedia fra la curva NAB e quella che darebbe risultati ottimi a 3,75 pollici/sec.

Dalla discussione precedentemente fatta si deduce che, quando la velocità diminuisce, occorre un maggior rinforzo degli alti nella registrazione per compensare le maggiori perdite delle alte frequenze. In altre parole una riduzione della velocità del nastro richiede una variazione della curva di compensazione per la registrazione. Tuttavia ciò non viene sempre fatto. Negli apparecchi più economici il costruttore può per esempio ottenere una curva di risposta estesa fino a 15000 - 16000 Hz a 7,5 pollici/sec ed accontentarsi di una risposta estesa solo fino a 7500 - 8000 Hz a 3,75 pollici/sec; in questo caso nel cambio di velocità non è necessario fare alcuna modifica della curva di compensazione. Una curva di risposta estesa fino a 8000 Hz supera la larghezza di banda dei radioricevitori MA e permette di ottenere una riproduzione di buona qualità apprezzata da molti. Il costruttore può quindi ritenere che gli utilizzatori saranno soddisfatti di non avere speso soldi in più per aumentare la curva di risposta oltre gli 8000 Hz. Ricordiamo inoltre che non molti anni fa i registratori di alta qualità avevano una curva di risposta estesa fino a 8000 Hz solo per 7,5 pollici/sec.

In un certo numero di apparecchi si riesce ad estendere la curva di risposta fino a 12.000 Hz per la velocità di 3,75 pollici/sec senza variare praticamente la curva di compensazione. Il miglioramento si ottiene, diminuendo la corrente di polarizzazione, quando si registra a 3,75 pollici/sec; con ciò si riducono le perdite in alta frequenza dovute all'effetto di cancellazione della polarizzazione. Qualche altro tipo di registratore adotta un sistema combinato: da una parte aumenta leggermente il rinforzo degli alti e dall'altra diminuisce la corrente di polarizzazione. In genere ci si preoccupa di fare in modo che il rinforzo degli alti a 3,75 pollici/sec non sia molto superiore di quello a 7,5 pollici/sec per non correre troppo il rischio di sovraccaricare il nastro.

La diminuzione della corrente di polarizzazione fa aumentare la distorsione. Quindi, quando si registra a 3,75 pollici/sec con un registratore moderno, si deve ridurre il livello della polarizzazione di alcuni dB; dati più precisi su questo valore l'operatore potrà trarli solo dall'esperienza.

Con gli apparecchi, nei quali non è possibile la diminuzione della corrente di polarizzazione e che permettono invece di aumentare il rinforzo degli alti, si dovrà ugualmente determinare con l'esperienza fino a quale livello di registrazione si può arrivare senza sovraccaricare il nastro.

Circuiti di compensazione.

I circuiti di compensazione si possono suddividere in due grandi categorie: circuiti di attenuazione e circuiti di contro-reazione. La compensazione per attenuazione, illustrata nella fig. 15, consiste nel cortocircuitare tutte le frequenze verso massa, però in misura maggiore o minore secondo il valore della frequenza; il risultato che ne consegue è un rinforzo relativo delle frequenze meno attenuate. Per esempio se si desidera un rinforzo degli alti si produce una attenuazione di tutte le frequenze, però con perdite decrescenti all'aumentare della frequenza. Viceversa se si desidera il rinforzo dei bassi il circuito di attenuazione deve attenuare maggiormente le alte frequenze.

Nel caso della compensazione per controreazione (vedi fig. 16) si preleva un segnale da uno stadio dell'amplificatore e lo si invia all'entrata di uno stadio precedente in opposizione di fase, in modo da ridurre l'amplificazione totale. Il segnale di controreazione viene fatto passare attraverso un circuito che favorisce o le alte o le basse frequenze. Se si desidera un rinforzo dei bassi, il circuito deve lasciare passare più facilmente le alte frequenze, in modo da ridurre maggiormente l'amplificazione di queste ultime. Se invece si desidera il rinforzo degli alti, il circuito di controreazione deve lasciare passare più facilmente i bassi.

Esistono naturalmente dei pro e dei contro per ambedue i sistemi. I circuiti di controreazione sono apprezzati perchè danno una minore distorsione. Essi possono inoltre risolvere anche dei problemi ausiliari, come per esempio la riduzione delle perdite in alta frequenza. Dall'altra parte si afferma che i circuiti di attenuazione se ben progettati hanno una distorsione praticamente nulla. Essi possono inoltre dare una compensazione più precisa e più indipendente dall'invecchiamento delle valvole. ■

Progetto di un preamplificatore fonografico a transistori

di H. F. Starke

a cura del Dott. Ing. G. POLESE

da «Electronics World», luglio 1960, pagina 34

Questo articolo si propone di spiegare il progetto e la costruzione di preamplificatori transistorizzati per testine fonografiche. Tali preamplificatori possono essere utili nei seguenti casi.

1) L'utente è già equipaggiato con un sistema completo, provvisto di tutte le compensazioni necessarie, e desidera inserire un preamplificatore solo per aumentare il rapporto segnale/disturbo. Ciò si può più facilmente ottenere con le testine induttive che con quelle ceramiche, a causa della più favorevole impedenza della sorgente. Le condizioni alle quali deve soddisfare un tale preamplificatore sono: bassa distorsione, buon rapporto segnale/disturbo, amplificazione relativamente bassa.

2) L'utente ha un buon amplificatore a risposta piana e desidera un preamplificatore a transistori provvisto di compensazione RIAA per poterlo impiegare con testine induttive. In questo caso si richiede che il preamplificatore abbia una amplificazione almeno uguale a quella di un preamplificatore a valvole e che il rapporto segnale/disturbo sia notevolmente migliore.

3) In questo caso l'utente dispone di un equipaggiamento completo, comprendente anche una testina ceramica caricata con la resistenza raccomandata dal costruttore. Però l'utilizzatore non è soddisfatto della curva di risposta ottenuta e pensa di ottenere dei risultati migliori con un amplificatore avente una compensazione più adatta.

Caratteristiche delle testine

La maggior parte delle moderne testine fonografiche si possono classificare in due grandi categorie, aventi notevoli differenze per quanto riguarda l'impedenza e la curva di risposta.

La testina magnetica è caratterizzata da una tensione in serie con una induttanza ed una piccola resistenza. Sia che si muova il nucleo, o si vari la sua riluttanza, o si sposti la bobina, si ha sempre lo stesso effetto che si può chiamare a ragione « magnetico ».

La testina ceramica, come la testina a cristallo dalla quale deriva, è invece un dispositivo a capacità, e, poichè si tratta sempre di una capacità molto piccola, si ha a che fare con una sorgente ad alta impedenza.

I vecchi elementi a cristallo avevano una capacità attorno ai 500 pF, le attuali testine ceramiche hanno invece una capacità molto più piccola. Non sempre questo valore viene indicato e l'utente deve, o misurarselo, oppure fidarsi del valore della resistenza di carico consigliato dal fornitore della testina. Poichè la tensione fornita da una testina magnetica dipende dalla velocità di variazione del f l u s s o, si dice che la sua curva di risposta dipende d a l l a velocità. La tensione fornita dalla testina ceramica dipende invece dalle caratteristiche piezoelettriche del materiale, il quale è insensibile alla velocità e dà una risposta proporzionale alla pressione. Poichè quest'ultima è direttamente proporzionale all'ampiezza dello spostamento della punta, si dice che la testina ceramica ha una curva di risposta che dipende dall'ampiezza.

La differenza fra queste due caratteristiche deve essere esaminata, tenendo conto delle caratteristiche di registrazione e di riproduzione industriali. Lo standard (AES, RIAA e NAB) è espresso nei termini di una curva di risposta corretta nel caso in cui si usi una testina magnetica. Questa caratteristica di riproduzione è rappresentata dalla curva A della fig. 1; abbiamo usato una spezzata invece della curva continua per chiarezza e semplicità.

La curva B della fig. 1 è la complementare della curva A e rappresenta la risposta proporzionale alla velocità della caratteristica di registrazione. In altre parole essa rappresenta la curva di risposta relativa di una testina magnetica caricata con una resistenza di valore molto maggiore alla induttanza propria.

La curva C è derivata dalla B e rappresenta la risposta proporzionale all'ampiezza della caratteristica di registrazione. La curva D, avente una pendenza costante di 20 dB per ogni ciclo logaritmico, rappresenta l'uscita a circuito aperto di una testina magnetica c h e riproduce un disco ipotetico nel quale tutte le frequenze sono registrate con la stessa ampiezza, indipendentemente dalle curve standard di registrazione normalmente adottate.

Poichè D rappresenta anche l'uscita fornita da una testina capacitiva in corto circuito con un disco registrato ad ampiezza costante), ne deriva che se si somma D a C si riottiene B. In altre parole, se una testina capacitiva viene usata con una bassa resistenza, che dia una frequenza di taglio (crossover) superiore ai 60 kHz, si può dire che anche la testina capacitiva ha una curva di risposta proporzionale alla velocità e che essa richiede quindi la stessa compensazione di una testina induttiva. Questo sistema potrebbe essere discutibile nel caso dei preamplificatori a valvole; esso può invece avere un certo interesse nel caso dei preamplificatori transistorizzati.

Nello standard i punti di crossover (spigoli) delle caratteristiche sono definiti con le costanti di tempo dei circuiti RC equivalenti e valgono esattamente: 3180, 318 e 75 μsec. La ultima costante di tempo corrisponde a 2120 Hz, ma molti tecnici preferiscono usare per semplicità 2000 Hz, che del resto dista di due ottave esatte dal punto di crossover centrale a 500 Hz. Come mai non si è considerata la prima costante di tempo uguale a 80 μsec? Ci sembra infatti poco razionale fissare esattamente la frequenza in 2120 Hz,

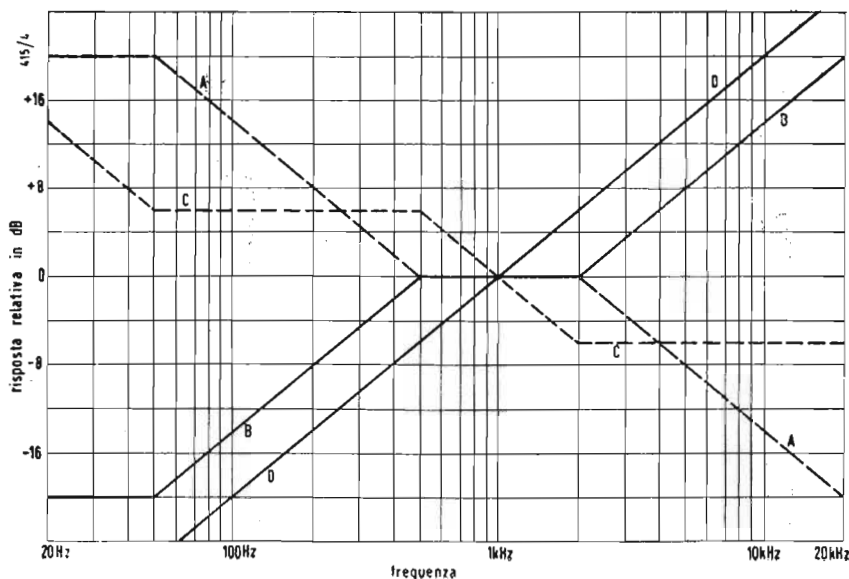



Fig. 1

A - Curva di compensazione standard per la riproduzione, schematizzata per la semplicità con una spezzata. B = Risposta dipendente dalla velocità della caratteristica di registrazione e complemento alla curva A. C = Risposta dipendente dalla velocità della caratteristica di registrazione. D = Curva di risposta a 20 dB per ciclo logaritmico.

quando poi si deve ammettere una tolleranza sulla curva di ± 2 dB.

Amplificatore a risposta piana per testine magnetiche

L'amplificatore della fig. 2 è piano entro ± 2 dB da 30 a 20.000 Hz.

L'amplificazione vale 26 dB e a 2 V in uscita la distorsione è minore dell'1%. Se i due condensatori di bypass degli emettitori vengono ridotti a 20 μF la risposta ha una diminuzione di soli 1,1 dB a 30 Hz e se si elimina il bypass minore del secondo transistore (0,004 μF) la risposta ha una diminuzione di soli 1,5 dB a 20.000 Hz.

Poichè questo amplificatore è concepito per funzionare in collegamento con un sistema già provvisto di compensazione e con una testina magnetica, la sua impedenza in entrata deve essere molto più alta della reattanza della sorgente a 20.000 Hz. Se i transistori hanno una amplificazione di corrente superiore a 100, questa condizione è soddisfatta per le testine con impedenza fino a 500 mH. Da pochi anni si ha la tendenza a diminuire l'impedenza delle testine magnetiche.

Il rumore dei transistori è sicuramente minore del rumore captato dalla testina; se però si usa una testina schermata magneticamente ed avente una bassa tensione in uscita, potrà essere conveniente usare nel primo stadio un transistore a basso rumore 2N422.

Per qualche ragione pratica si può decidere di incorporare la compensazione nel preamplificatore stesso. Per quanto riguarda la diminuzione degli alti oltre il crossover a 2000 Hz si possono seguire due strade:

1) Si può fare in modo che l'impedenza (resistiva) in entrata sia perfettamente uguale alla reattanza della testina a 2000 Hz.

2) Si può mantenere molto alta la impedenza in entrata ed inserire la attenuazione degli alti in un punto qualsiasi dell'amplificatore con un semplice circuito in parallelo.

Il primo sistema richiederebbe una forte stabilizzazione, perchè l'impedenza varia molto con la corrente di funzionamento. Inoltre se capita di dover cambiare la testina con un'altra avente un'induttanza differente si dovrebbe ritarare completamente il punto di lavoro del primo stadio.

L'amplificatore della fig. 3 è perciò basato sul secondo sistema. La impedenza di entrata di questo amplificatore è considerevolmente superiore alla reattanza a 20.000 Hz di qualsiasi testina e l'attenuazione degli alti è ottenuta con un circuito RC inserito nel circuito di collettore del primo stadio. Le doppie frecce indicano in quale punto si può sezionare l'amplificatore per montare il primo stadio sul braccio del giradischi. Se si adotta questa soluzione si deve ricordare che la capacità del cavo in uscita viene a trovarsi in parallelo con il condensatore da 0,0018 μF, la cui capacità deve essere corrispondentemente ridotta. Il valore esatto dipende anche dalle caratteristiche del transistore, perchè la componente resistiva del circuito RC è in parallelo con l'impedenza di uscita del transistore, nonostante quest'ultima sia molto ridotta dalla controreazione in serie sull'emettitore. Il circuito fra il primo ed il secondo stadio è concepito in modo da escludere la corrente continua dalla regolazione di volume e da mantenere il crossover degli alti relativamente indipendente dalle variazioni di volume. I circuiti per il rinforzo dei bassi (500 Hz) e per lo spianamento dei bassi estremi sono inseriti nel terzo stadio.

L'amplificazione va da 30 a 35 dB e con una alimentazione a 22 V si ha una distorsione molto bassa fino ad una tensione in entrata di 100 mV. La curva di risposta dovrebbe seguire la curva di compensazione RIAA a meno di ± 0,5 dB da 30 a 15.000 Hz. Se si rende necessaria una taratura si consiglia di seguire la seguente procedura: si stacca il bypass da 0,0018 μF del primo stadio, si aumenta la capacità del condensatore di accoppiamento da 0,25 a 10 μF e si interrompe il circuito di controreazione a RC del terzo stadio.

In queste condizioni l'amplificatore dovrebbe essere sufficientemente piano nell'intera gamma di frequenza. Al posto della testina si può usare per la prova un piccolo trasformatore con tensione secondaria controllata da uno strumento ed attenuabile con un attenuatore.

Se l'attenuazione a 20.000 Hz è superiore a 1 dB, si può correggerla con un piccolo condensatore (2200 pF) posto in parallelo alla resistenza di controreazione (2700 Ω) del secondo stadio.

Dopo questa prima prova si possono inserire uno ad uno i vari circuiti di compensazione e controllare le singole curve.

Per coloro che non sono soddisfatti se non ottengono una curva di risposta che non si discosta più di ± 0,2 dB dalla curva standard, ricordiamo che lo standard AES-RIAA-NAB specifica testualmente: « Lo scostamento massimo della curva di risposta dalla curva standard non deve superare ± 2 dB ».

Le impedenze della sorgente sono nel nostro caso ad un livello tale che il rumore che ne risulta è estre-

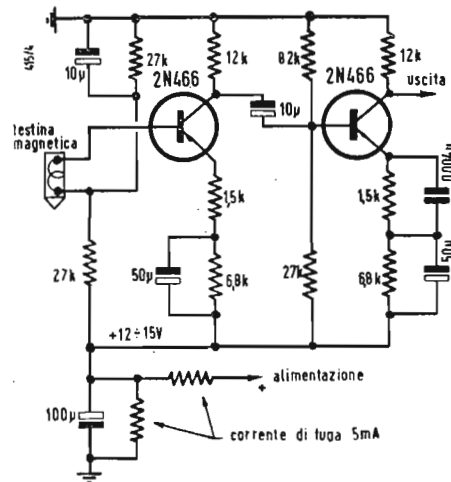



Fig. 2 ▶

Preamplificatore a risposta piana per testina magnetica.

mamente basso; il rapporto segnale/disturbo (per i soli rumori termici) è migliore di $5 \div 10$ dB rispetto a quello di un amplificatore a valvole lavorante con una resistenza di entrata equivalente di 3000 Ω. Inoltre: il transistore ha uno spettro di rumore molto più favorevole di quello della valvola nella regione inferiore a 1000 Hz nella quale si ha una maggiore amplificazione; il transistore non è microfonico; nel caso in cui la testina capti dei disturbi, questi sono più facilmente eliminabili con il transistore che non con la valvola.

Quest'ultimo punto non ha niente a che fare con la testina, infatti la riduzione del rumore proprio della testina è solo un problema del costruttore. Noi intendiamo parlare invece del fatto che il transistore in entrata ha un solo elemento sensibile al rumore, la base, mentre invece la valvola comprende diversi elementi capaci di generare rumore e precisamente:

— emissione parassita da filamento a catodo;

— emissione parassita da catodo a filamento;

— emissione sensibile alla temperatura dalle estremità del catodo;

— dispersione catodo-filamento;

— effetto del campo diretto.

Conseguentemente, mentre il rumore captato dal transistore ha una forma d'onda le cui componenti principali sono la frequenza fondamentale di rete e la sua terza armonica, il rumore che compare nel circuito anodico della valvola ha una forma d'onda molto complessa dalla quale è difficile eliminare più di una componente. Inoltre il rapporto fra le ampiezze delle varie componenti varia moltissimo al variare della tensione di rete.

Amplificatore compensato per testina ceramica

Fra le caratteristiche delle testine ceramiche si trova di solito indicato anche il valore della resistenza di carico che garantisce il migliore adattamento. Questo valore è basato sulla supposizione che l'amplificatore sia provvisto di un rinforzo dei bassi che possa compensare la caduta conseguente alla scelta di un carico che dà un crossover a 2000 Hz.

Se un tale controllo non è disponibile, le curve di risposta complessive sono quelle della fig. 4 che risultano dalla curva di risposta C della fig. 1 applicata ad un circuito equivalente a RC con un crossover come prima indicato. Tuttavia la curva risultante può essere abbastanza piana se esiste il controllo dei bassi e, come capita molto spesso, se ha un crossover a 500 Hz.

Questa tecnica è però più adatta per le valvole che per il transistore. Anche se la capacità della testina raggiunge i 1000 pF, l'impedenza di entrata del transistore deve essere di almeno 80.000 Ω e questo non sarebbe un valore molto conveniente, soprattutto per quanto riguarda il rumore. Ricordiamo inoltre che la capacità della testina è di solito minore di 1000 pF.

Nel caso del preamplificatore a transistori per testina ceramica si ottiene un migliore rapporto segnale/disturbo con il sistema della risposta proporzionale alla velocità con un crossover ad alta frequenza, perchè il fattore di rumore del transistore aumenta considerevolmente se l'impedenza del generatore supera i 5-10 kΩ. Con questo sistema il rapporto segnale/disturbo del preamplificatore a transistori risulta peggiore di quello della versione a valvole per un rapporto uguale approssimativamente al fattore di rumore del transistore con l'impedenza della sorgente determinata precedentemente. Se ciò può allarmare ricordiamo che in pratica si devono tenere presenti anche altri fattori e precisamente:

— il transistore ha dei notevoli vantaggi per quanto riguarda il problema del rumore;

— il transistore non è microfonico;

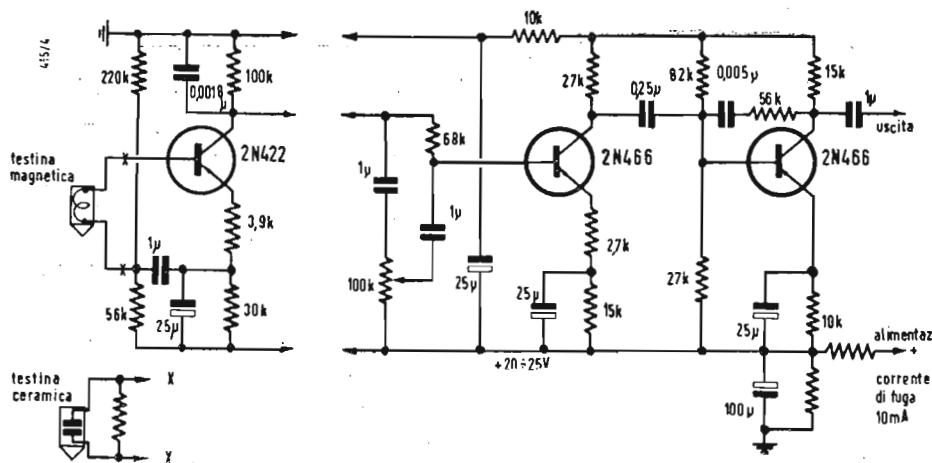
— lo spettro di rumore del transistore è migliore di quello della valvola al di sotto dei 1000 Hz.

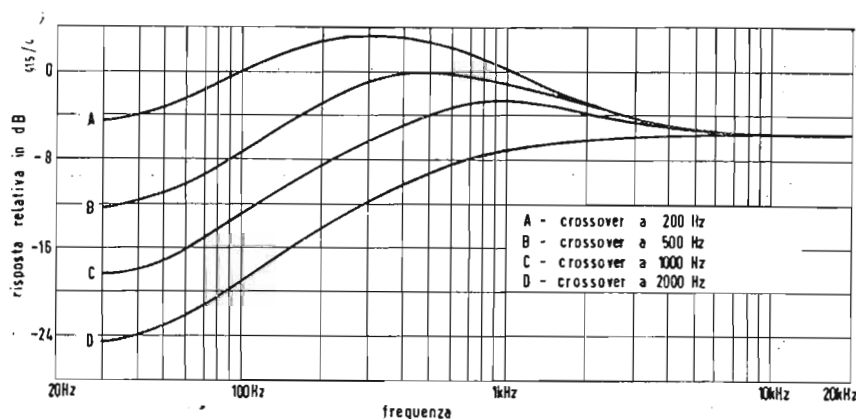
A queste frequenze, a causa delle maggiori amplificazioni richieste dalla compensazione RIAA, l'ultimo fattore tende a ridurre la differenza del rapporto segnale/disturbo dovuta al rumore del transistore.

Ritornando alla fig. 3, si nota che il collegamento in alternativa, previsto per la testina ceramica e prevedente la resistenza di carico direttamente in parallelo, permette di mantenere un'alta impedenza in entrata che possa andar bene anche per testine magnetiche aventi una induttanza superiore a 0,5 H. Come si è notato precedentemente, la resistenza di carico non deve essere superiore a 10.000 Ω, infatti una tale resistenza con una testina da 200 pF dà luogo ad un crossover a 80.000 Hz.

La corrente di funzionamento dello stadio di entrata è stata scelta in modo da avere un basso rumore e possiamo ormai far notare che questa corrente è molto inferiore al 1 mA consigliato dai costruttori, perchè questo è un valore standard di prova che non rappresenta affatto la condizione di minore rumore.

Testine ceramiche o magnetiche?

Non intendiamo far qui un confronto fra le caratteristiche mecca-

◄ Fig. 3

Preamplificatore compensato per testine magnetiche e ceramiche. La compensazione degli alti è fatta nel primo stadio, quella dei bassi nel terzo stadio. Il secondo stadio può invece essere considerato come dedicato al controllo del volume.

◄ Fig. 4

Curve di risposta ottenute applicando alla curva C della fig. 1 dei circuiti RC aventi i crossover indicati.

niche e funzionali dei due sistemi. Sfortunatamente negli ultimi tempi la diffusione della stereofonia ha portato con sè una tendenza ad ottenere dei rapporti segnali/disturbo sempre più sfavorevoli e questa degradazione è stata più rapida per le testine ceramiche che per quelle induttive. Ciò vale sia per i sistemi a transistori, sia per quelli a valvole e nel caso in cui si impieghi un elemento ceramico si deve tener conto anche dei suoi parametri elettrici.

Come abbiamo già detto, parlando delle caratteristiche delle testine, la curva di risposta di un elemento ceramico può essere resa proporzionale alla velocità se la si carica con una resistenza che dia un crossover superiore ai 60.000 Hz. Questa tecnica è vantaggiosa nel caso in cui si impieghi un amplificatore a transistori e potrà essere istruttivo vedere come un tal sistema, applicato ad un amplificatore a valvole, influirebbe sul rapporto segnale/disturbo.

Supponiamo che la testina abbia una capacità di 500 pF ed una tensione a circuito aperto di 500 mV a 1000 Hz. Un modo di procedere può essere quello di scegliere una resistenza di fuga di griglia che provochi una attenuazione di 3 dB a 50 Hz in modo da non richiedere un ulteriore spianamento dei bassi estremi. In questo caso la combinazione di una resistenza di griglia da 6 MΩ con la necessità di aumentare l'amplificazione di 12 dB da 2000 Hz fino all'estremità superiore della banda, provoca un rapporto segnale/disturbo molto peggiore di quello che si ottiene con il sistema descritto precedentemente, consistente in un crossover in entrata a 2000 Hz ed in un aumento dell'amplificazione al di sotto dei 500 Hz.

In quest'ultimo caso occorrerebbe una resistenza di griglia di 160.000 Ω, il cui rumore sarebbe uguale a 7,15 µV. In queste condizioni si deve calcolare il rumore per tutta la gamma, inoltre il valore effettivo deve essere raddoppiato a causa dei 6 dB necessari per riportarsi al livello di riferimento a 1000 Hz.

Il rapporto segnale/disturbo risulta così uguale a 91 dB per il segnale di 500 mV. La resistenza di rumore equivalente della valvola (rumore di Schottky) è molto inferiore e può essere trascurata.

Nel caso della risposta proporzionale alla velocità la minima frequenza di crossover ammissibile è di 50.000 Hz, perchè con un crossover a 40.000 Hz l'entrata a 20.000 Hz avrebbe già una attenuazione di 1 dB e perchè il rapporto segnale/disturbo finale non è molto sensibile a piccole variazioni della frequenza di crossover.

Per 50.000 Hz e 500 pF, con una resistenza di carico di 6400 Ω, si ha una tensione di rumore di circa 0,5 µV. In questo caso la banda di rumore coincide bene con quella della curva di risposta RIAA e può essere considerata a 2500 Hz. Alla frequenza di riferimento la tensione di segnale ai capi della resistenza sarà uguale a circa 10 mV e con un rapporto segnale/disturbo di circa 86 dB. Nonostante la resistenza di griglia sia molto minore del caso precedente, il rumore di Schottky è sempre trascurabile, almeno fino a che la valvola lavora con una pendenza normale.

Concludendo, si può dire che il rapporto segnale/disturbo è peggiorato di soli 5 dB e che in cambio si ha il vantaggio di avere un amplificatore con un'unica compensazione adatta sia per le testine magnetiche, sia per quelle ceramiche.

Quindi ora è possibile confrontare direttamente i due tipi di testine senza tenere conto delle differenze delle curve di risposta. ■

STANDARD DI QUALITA' PER MATERIALE B. F.

a cura del Dott. Ing. P. ROSTI

da «Toute la Radio», giugno 1960, pag. 244

Abbiamo parlato molto spesso degli apparecchi di misura della Heathkit. Il sistema, escogitato da questa Casa, di vendere apparecchi in pezzi staccati ha avuto un legittimo successo non solo in USA, ma anche nella maggior parte dei paesi tecnicamente evoluti.

Ci sembra interessante riportare qui la classificazione, adottata dalla Heath Co. per il suo materiale BF, perchè essa potrà essere di valido aiuto agli amatori della buona musica per meglio discernere fra l'alta fedeltà proclamata e quella vera... Sono previste tre categorie di materiale: standard « Professionale », pertinente a quei complessi talmente vicini alla perfezione, che all'ascolto non dovrà notarsi alcuna differenza fra riproduzione e programma registrato; standard « Alta Fedeltà », pertinente agli apparecchi di qualità molto vicina a quella precedente; standard « Amatore » (Utility), specifico di quei materiali meno perfetti, ma tuttavia capaci di assolvere pienamente i compiti pratici, loro richiesti.

Ed ecco i dettagli:

Standard professionale

1) Potenza massima, alla quale la distorsione armonica totale non supera lo 0,3 % a 1000 Hz.
2) Potenza massima, alla quale la distorsione armonica totale non supera il 2 % a 20 Hz.
3) Potenza massima, alla quale la distorsione armonica totale non supera il 2 % a 20.000 Hz.
4) Potenza massima, alla quale la risposta fra 20 e 20.000 Hz non ha uno scarto superiore a ± 1 dB.
5) Potenza massima, ragguagliata alla potenza corrispondente ad una frequenza unica ed alla quale la distorsione d'intermodulazione non oltrepassa l'1 % per segnali di 60 e 6000 Hz nel rapporto 4:1.

Standard alta fedeltà

1) Potenza massima, alla quale la distorsione armonica totale non supera lo 0,7 % a 1000 Hz.
2) Potenza massima, alla quale la distorsione armonica totale non supera il 2 % a 30 Hz.
3) Potenza massima, alla quale la distorsione armonica totale non supera il 2 % a 15.000 Hz.
4) Potenza massima, alla quale la risposta fra 30 e 15.000 Hz non ha uno scarto superiore a ± 1 dB.
5) Potenza massima, ragguagliata alla potenza corrispondente ad una frequenza unica ed alla quale la distorsione d'intermodulazione non oltrepassa il 2 % per segnali di 60 e 6000 Hz nel rapporto 4:1.

Standard Amatore

1) Potenza massima, alla quale la distorsione armonica totale non supera l'1 % a 1000 Hz.
2) Potenza massima, alla quale la distorsione armonica totale non supera il 3 % a 60 Hz.
3) Potenza massima, alla quale la distorsione armonica totale non supera il 3 % a 7000 Hz.
4) Potenza massima, alla quale la risposta fra 60 e 7000 Hz non ha uno scarto superiore a ± 1 dB.
5) Potenza massima, ragguagliata alla potenza corrispondente ad una frequenza unica ed alla quale la distorsione d'intermodulazione non oltrepassa il 3 % per segnali di 60 e 6000 Hz nel rapporto 4:1.

A titolo d'esempio riportiamo le caratteristiche, misurate come sopra, dell'amplificatore Heathkit EA3. Le misure sono state eseguite tenendo a mente lo standard professionale. Ecco i valori trovati:
1) 15,1 W
2) 13,9 W
3) 15,3 W
4) 17,6 W
5) 18 W

Considerando il valore più basso, cioè 13,9 W, si può dichiarare in tutta onestà che questo apparecchio è del tipo professionale di (valore arrotondato) 13 W (il listino lo classifica per 12 W). Rispetto allo standard Alta Fedeltà e Amatore questo stesso amplificatore potrà essere classificato di 14 e 16 W, rispettivamente.

Nota del traduttore

Sarebbe augurabile che un organismo ufficiale, quale l'ANIE o il CEI (SC29), stabilisse anche in Italia dei simili standards di qualità.

Si eviterebbe, perdonateci, l'incongruenza di leggere che la stessa coppia di EL84 dia, per i costruttori scrupolosi, 12 W e per gli altri 17 W e questo sotto il pretesto che i costruttori di valvole indicano proprio la cifra di 17 W come potenza massima ricavabile da queste valvole al primario di un trasformatore di uscita ideale... ■

Registratore a nastro a quattro piste stereo e monofonico EICO Modello RP-100 in cassetta portatile di legno ricoperto con vinilite grigia; accessori placcati in nichel.

UN NUOVO CONTENITORE PORTATILE PER IL REGISTRATORE A NASTRO EICO RP-100

Viene annunciata dallo EICO ELECTRONIC di New York una cassetta portatile del tipo a valigetta, studiata in particolare per il nuovo registratore a nastro stereo-mono a quattro piste EICO modello RP-100.

Il contenitore è di costruzione robusta in legno e porta fregi placcati in nichel; è rivestito in vinilite grigia e presenta ricuciture decorative. E' previsto per contenere l'RP-100, ed inoltre due bobine da 7 pollici; può essere portato in viaggio con agio e sicurezza.

Il prezzo della valigetta risulta di dollari 29,95. ■

EICO ELECTRONIC INSTRUMENT CO. INC.-33-00 NORTHERN BLVD., L. I. CITY1, N. Y.

Agente per l'esportazione:

ROBURN AGENCIES, INC. - 431 GREENWICH STREET - NEW YORK 13 - N. Y.

Esclusivista per l'Italia:

PASINI e ROSSI - Via SS. Giacomo e Filippo 31 - GENOVA

Dal notiziario tecnico e di divulgazione scientifica **PHILIPS**

pubblichiamo la descrizione di un nuovo tipo di

CONVERTITORE - ELEVATORE DI TENSIONE CONTINUA A TRANSISTOR

capace di fornire, con una tensione di alimentazione di 28 V, una potenza di 100 W

Funzionamento

All'atto dell'inserimento della tensione di alimentazione nel circuito di fig. 1, uno dei transistor (per esempio, TR1), per il naturale sbilanciamento del circuito, incomincerà a condurre e la tensione al collettore comincerà a diminuire passando, dal valore della tensione di alimentazione, a zero. La tensione che si forma ai capi del primario del trasformatore T_2 viene riportata, tramite la resistenza di reazione R_f disposta in serie, sul primario del trasformatore pilota T_1. Gli avvolgimenti secondari di quest'ultimo sono collegati in modo che il transistor TR2 rimane polarizzato in senso inverso e quindi bloccato mentre TR1 continua a condurre fortemente.

▲ Fig. 1 - Schema elettrico del circuito.

Quando il nucleo del trasformatore T1 si sarà completamente saturato, un rapido aumento della corrente primaria produrrà un'ulteriore caduta di tensione ai capi della resistenza di reazione R_f riducendo il pilotaggio, conseguentemente la corrente di collettore del transistor TR1, precedentemente pilotato al massimo, inizierà a decrescere provocando automaticamente l'inversione delle polarità delle tensioni agli estremi degli avvolgimenti. Il transistor TR1 si porterà rapidamente all'interdizione mentre il transistor TR2 comincierà a condurre. Questo transistor continuerà a condurre fino al raggiungimento della saturazione del nucleo del trasformatore in senso contrario a quello di prima. Il circuito ritornerà da questo istante nelle condizioni iniziali e il ciclo si ripeterà. L'oscillazione proseguirà ad una frequenza determinata dalle dimensioni del trasformatore T1 e dal valore della resistenza di saturazione R_f.

◀ Fig. 2

Tensione di uscita, potenza di uscita, rendimento e frequenza di funzionamento in funzione della corrente di carico.

Per ottenere con sicurezza l'innesco, i transistor vengono inizialmente polarizzati nel senso della conduzione mediante una resistenza e un diodo (R1 e D1 di fig. 1). Le resistenze esterne di base hanno il compito di ridurre l'effetto della tensione V_{BE} sul funzionamento del circuito. L'intensità della corrente di collettore di ciascun transistor aumenta fino a raggiungere il valore corrispondente alla somma della corrente circolante nel carico, della corrente di magnetizzazione del trasformatore di uscita e della corrente di reazione necessaria ad assicurare l'innesco. Data la necessità di evitare la saturazione del trasformatore di uscita, l'intensità della corrente di saturazione risulterà soltanto una piccola frazione della corrente circolante nel carico.

Realizzazione pratica

Il circuito indicato in fig. 1 è il risultato di uno studio dettagliato di tutti i fattori che interessano la costruzione di un convertitore a transistor. I valori calcolati dei vari elementi sono stati arrotondati a valori normalizzati e sono stati praticamente eliminati gli effetti nocivi derivanti dalle inevitabili differenze nelle tolleranze dei parametri dei transistor.

Dati tecnici di funzionamento

I dati di funzionamento di questo convertitore sono stati ricavati sperimentalmente.

Tensione di ingresso	28 V
Corrente d'ingresso	4,3 A
Potenza d'ingresso	120 W
Frequenza	500 Hz
Alternata residua	220 mV
Tensione di uscita	195 V
Corrente di uscita	529 mA
Potenza di uscita	103 W
Rendimento	86 %

Nella gamma delle temperature comprese tra —10 C° e +80° C°, i suddetti valori subiscono minime variazioni. Riducendo le perdite nel rame del trasformatore di uscita si ottiene una maggiore potenza e il rendimento sale a circa il 90%. Le figure 2 e 3 indicano graficamente i risultati ottenuti variando la corrente di carico e la tensione di alimentazione entro una vasta gamma di valori. La fig. 2 indica, in funzione della corrente di carico, le variazioni della tensione di uscita, della potenza di uscita, del rendimento e della frequenza di funzionamento, (curve a, b, c e d). La fig. 3 indica le variazioni delle stesse grandezze in funzione della tensione di alimentazione (curve a, b, c e d).

La fig. 4a indica la forma d'onda della tensione sul collettore e della corrente di collettore del convertitore funzionante a pieno carico. La forma d'onda della corrente di collettore, per un carico puramente ohmico, è rappresentata in fig. 4b. Se in parallelo al carico si dispone un condensatore di piccola capacità, il trasformatore di uscita produce sovraoscillazioni. In questo caso, la corrente di collettore (fig. 4c) raggiunge un valore di cresta più elevato. Aumentando ulteriormente il valore della capacità, le oscillazioni si estinguono e la corrente di collettore non raggiunge più una intensità così forte (fig. 4d). E' opportuno ricordare a questo punto che la massima corrente di cresta di collettore non deve mai sorpassare il massimo valore consentito per un determinato transistor. Un carico capacitivo di notevole valore rende inoltre difficoltoso l'innesco.

Se si verifica questo inconvenien-

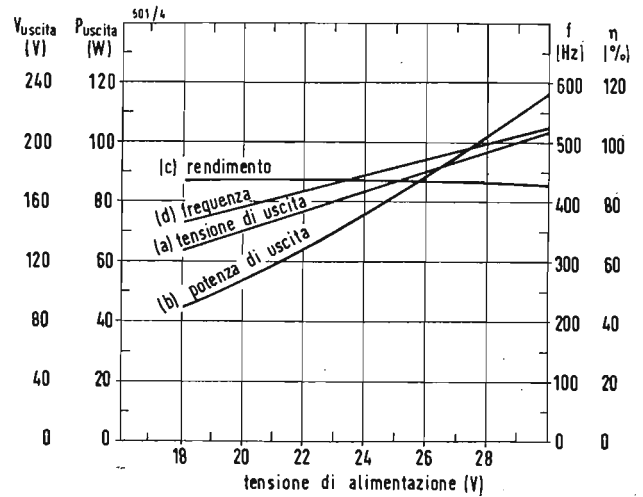
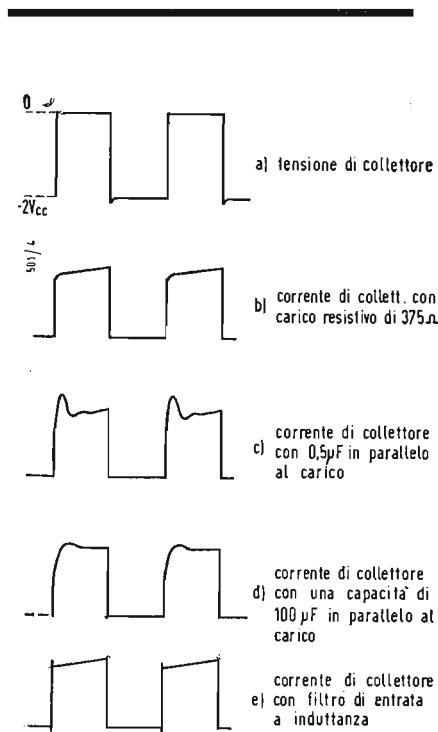



Fig. 3 ▶ Tensione di uscita, potenza di uscita, rendimento e freqenza di funzionamento in funzione della tensione di alimentazione.

◀ Fig. 4 - Forme d'onda

te è necessario inserire, in serie al carico, una resistenza limitatrice della corrente di cresta; tale resistenza verrà successivamente cortocircuitata. Per fare in modo che il convertitore funzioni soddisfacentemente, anche con un notevole valore di capacità di carico, è necessario o ridurre la corrente nel carico stesso o, meglio ancora, usare un filtro resistivo o induttivo. La fig. 4e indica la forma d'onda della corrente di collettore nel caso venga impiegato quest'ultimo tipo di filtro. I picchi che si verificano all'inizio di ciascun impulso, dovuti all'induttanza del trasformatore e all'induttanza del filtro, non devono superare la corrente di cresta massima ammessa per il transistor impiegato. In queste condizioni, per avere un funzionamento soddisfacente si riduce il valore di R_1 a 3,3 kΩ e si sostituisce il diodo D1 con una resistenza (R 2) da 3,3 Ω. Il circuito così modificato presenta le seguenti caratteristiche:

Tensione d'ingresso	28 V
Corrente d'ingresso	4,36 A
Potenza d'ingresso	122 W
Frequenza	510 Hz
Tensione di uscita	193 V
Corrente di uscita	526 mA
Potenza di uscita	101 W
Rendimento	83 %

Dati tecnici del trasformatore

Trasformatore pilota T 1

50 lamierini

Avvolgimento primario: 227 spire di filo di rame ∅ 0,20 mm.

Avvolgimento secondario: 57 + 57 spire (avvolgimento bifilare) filo di rame smaltato ∅ 0,30 mm.

Trasformatore di uscita

Avvolgimenti primari: avvolgimento bifilare; induttanza di ciascun avvolgimento = 70 mH, resistenza < 0,2 Ω.

Avvolgimento secondario: resistenza < 15 Ω rapporto spire 1+1: 8,2. ■

A TU PER TU
COI LETTORI

Giorgio Siletto - San Lorenzo - Ivrea

D - Mi sono accinto a costruire il vostro contenitore per altoparlante, descritto in « alta fedeltà » n. 8 dell'agosto 1959.
Però stando alle quote del disegno, il pannello A interferirebbe con quello B.
Probabilmente c'è un errore di stampa o di conversione della misura in pollici.
Dispongo già di un altop. Philips 9710 M che ha le stesse caratteristiche di quello che la Jensen monta in questo tipo di mobile.

Vi sarei oltremodo grato se unitamente alle quote giuste, magari anche in pollici, potreste mandarmi un giudizio circa questo altoparlante o eventualmente consigliarmi un mobile di piccole o medie dimensioni più adatto per questo altoparlante.

R - La ringraziamo per il rilievo da Lei fatto circa la fig. 2 a pag. 211 del n. 8 - 1959 della ns. rivista. Le correzioni da apportare alle quote sono indicate nello schizzo allegato — l'intercapedine risultante fra i pannelli A e B è molto stretta, ma è sufficiente.

L'altoparlante Philips 9710 M fornito di conetto è sufficiente a coprire l'intera gamma acustica con ottimo rendimento; non riteniamo perciò necessario pensare a sostituirlo. Quanto al mobile, osserviamo che per un altoparlante di 22 cm circa difficilmente si possono avere dimensioni più piccole di quelle del contenitore « bass-ultraflex », al quale consigliamo di attenersi.

Minnucci Michele - Ancona

D - Sono un appassionato di Hi-Fi, e possiedo il seguente impianto: Giradischi semiprofessionale (?) Philips AG 2009, Sintonizzatore MF autocostruito, amplificatore autocostruito, cartuccia per giradischi Philips AG 3021 magnetodinamica, altoparlante WIGO CX 212 in mobile bass reflex, registratore Philips EL 3516 G/02 (è uguale al 3538 con l'equalizzazione del 3522). Stando ai cataloghi le caratteristiche dei singoli pezzi dovrebbero essere:
Cartuccia AG 3021 10-20000 Hz ± 1 dB
Altoparlante WIGO CX 212: risonanza 40 Hz, risposta 30-12000 Hz, 30 Watt
Registratore Philips EL 3516 G/02 non specificato
Registratore Philips EL 3538 50-7000/50-15000/50-20000
Registratore Philips EL 3522 50-8000/30-14000 30-20000

Vi prego dirmi se effettivamente i dati corrispondono alle risposte reali, ed il Vostro giudizio sul mio impianto, e sull'amplificatore che ho progettato e costruito personalmente, anche se rubacchiando da schemi di note case.

Essendo la testina del registratore ormai consumata, tanto che la risposta è ridotta alla metà rispetto ad un altro registratore uguale nuovo (il registratore nuovo ha una risposta migliore a 9,5 cm/s che il mio a 19 cm/s), avevo pensato, dovendola sostituire, di mettere una stereofonica a 4 piste, possibilmente della Nortronics, ma sono ancora incerto non sapendo se il rumore di fondo aumenterà di troppo, e se la compatibilità con i vecchi nastri a 2 piste sarà completa. Avrei intenzione di ampliare l'impianto per la stereofonia, ma sono incerto se conviene comperare un registratore nuovo stereofonico o modificare come detto il mio. Mi rendo conto, in quest'ultima ipotesi di dover modificare i circuiti di equalizzazione per adattarli al minor traferro della testina a 4 piste, e cambiare la parte cancellatrice completamente, in quanto non credo siano reperibili testine cancellanti a 4 piste con bobina oscillante incorporata, come quella del Philips. Vi prego indicarmi dove potrei trovare le testine di ricambio Philips e Nortronics, ed a quali prezzi.

Sempre per il futuro ampliamento dell'impianto avrei intenzione di utilizzare l'altoparlante di cui sono in possesso come canale centrale per le note basse, con due di piccolo diametro ai lati per l'effetto stereo nelle note acute. E' una buona soluzione.

R - I dati tecnici pubblicati dalla Philips sono sempre rispettati con la tolleranza necessaria. Per l'altoparlante Wigo è più difficile garantire la freq. massima e la potenza, ma gli scostamenti sono certamente modesti.

Amplificatore: in linea di massima è da ritenersi buono. Riserva deve essere fatta per quei componenti per i quali non sono specificati i valori (potenziometri e componenti associati per i toni alti, bassi e per il regolatore fisiologico di volume, il trasformatore di uscita); l'invertitore di fase richiede una messa a punto strumentale.

Sconsigliamo l'adozione della testina a 4 piste per il registratore, perchè ciò richiede adattamenti, problematici col Philips.
Non siamo in grado di fornirLe i prezzi delle testine di ricambio. Quelle Philips è ovvio che siano reperibili presso la Philips; le Nortronics sono più difficili da repeerire (rivolgersi alla LARIR - Milano - P.za Cinque Giornate, 1; o alla Windsor Electronic Corporation - Roma - Via Nazionale, 230; o alla Italvideo - Corsico - Milano).

L'effetto stereo non è dovuto solo alle alte frequenze; è quindi opportuno che i canali sinistro e destro siano forniti di altoparlanti atti a riprodurre, non solo gi acuti, ma anche le note centrali e basse (se non le bassissime); il canale centrale sta bene come da Lei proposto.

Paolo Erculiani - Verona

D - Mi rivolgo a voi per un probbema di cui non riesco a venire a capo. Ho da tempo un complesso H.F. formato da un amplificatore 10 W (scatola di montaggio GBC 4412-4413); un altoparlante da 30 cm per lenote basse (Isophon P.T. 30/31); due Isophon da 10 cm per gli acuti, e un bass reflex. Monto un giradischi Garrard 4SP, e lì è la causa dei miei guai.

Al di sotto dell'ottima riproduzione, è sempre avvertibile un discreto rumore di fondo, formato da un ronzio a 100 Hz, in buona approssimazione. Dunque:

1) A volume inalterato, è inesistente quando si stacca il pick-up dal disco.

2) Non è dovuto a risonanza acustica (effetto Larsen) perchè è presente, inalterato, anche sostituendo l'altoparlante con una resistenza adeguata, e osservando l'uscita con l'oscilloscopio.

3) Dall'esame oscilloscopica di detto disturbo ho rilevato che pur mantenendo costante la sua frequenza, varia leggermente in ampiezza originando un ulteriore battimento molto irregolare a frequenza di pochi Hz con un risultato analogo a quello che si ottiene con un disco decentrato.

4) Da un giudizio molto meno tecnico, direi che questo disturbo, che si sente distintamente specie nella parte iniziale e finale, non incise, di un disco, assomiglia molto al « rumore di un giradischi », cioè di rotelle che si muovono, di motori che girano, ecc.

La cosa potrebbe essere divertente, se non fosse tragica. Dopo settimane di prove e pensamenti, ho concluso che avesse la sua origine nel detto giradischi, a malincuore perchè si tratta di un Garrard, casa notoriamente seria.

Premetto che ho rilevato questo inconveniente in « tutti » i grammofoni che ho ascoltato, ma in misura assolutamente infe-

riore ed insigni anche al confronto di quello che sta capitando a me.

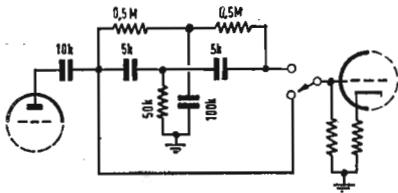
Tra l'altro, il disturbo si comporta così:

1) A pick-up alzato, non esiste.

2) A giradischi spento e pick-up appoggiato sul disco, non esiste.

3) A giradischi acceso, ma con cambio velocità in posizione folle (il piatto è fermo) e pick-up appoggiato sul disco si sente nettamente un ronzio a 100 Hz di intensità passabile.

4) A giradischi acceso, cambio velocità in qualunque posizione, piatto che gira, e pick-up appoggiato sul disco, si sente una intollerabile sinfonia di ronzii e di blu-blu-blu come se avesse una pe segreta e tormentosa.

5) Il tutto non è dovuto a induzione elettrica del motore sulla testina del pick-up perchè il disturbo di cui al punto 3) e 4) si verifica appoggiando il pick-up su qualunque cosa rigida, anche un pezzo di cartone tenuto in mano. Dal che deduco che si tratta di una vibrazione anormale nel braccio del medesimo giradischi (metallico, per l'esattezza).

Vorrei sapere, in definitiva, se vi è mai capitato niente del genere, se insomma è possibile eliminare o attenuare questo rumble anormale senza gettare via il giradischi intero. Se volete, posso mandarvi le foto all'oscilloscopio di tale disturbo, e fare tutte le prove che ritenete opportune, ma per favore aiutate un amico nel bisogno. Io ci impazzisco. Non so le modalità della consulenza, ma vi pregherei,, anche se questo dovesse rappresentare un'eccezione, di rispondermi personalmente, e possibilmente con sollecitudine. Confido nella vostra esperienza, perchè io non sono riuscito a venirne a capo.

R - Leggendo la Sua lettera abbiamo compreso il Suo stato d'animo, e mentre Le assicuriamo che proprio non vale la pena di impazzire per così poco, cerchiamo di darLe qualche consiglio per tentare di migliorare la situazione.

Il difetto è indubbiamente dovuto a rumorosità meccanica del motorino, trasmessa al piatto e al braccio del fonorivelatore.

Verifichi se detto motore sia montato su gomme o altro mezzo molleggiante e se il molleggiamento sia efficiente. Evidentemente l'amplificatore rende molto bene i bassi; è opportuno diminuire i condensatori di accoppiamento fra gli stadi e soprattutto inserire fra la placca del 1° stadio e la griglia del 2° stadio del preamplificatore un filtro antirumble del seguente tipo.

NB. - I valori delle capacità possono anche essere variati in corrispondenza dell'entità del disturbo da attenuare.

Montuori Ugo - Ravenna

D - Nel n. 3 dell'anno 1958 la Vs. rivista porta fotografato a pagina 70 un giradischi LENCO, per ragioni che non conosco, l'articolo non precisa il tipo.

Gradirei sapere: che tipo è, l'indirizzo della Casa in Italia e all'estero, e se il braccio di detto si può sostituire al tipo **Lenco F. 50 - 8, W 15.**

R - Le indichiamo l'indirizzo della concessionaria in Italia: SAGRE - Milano - C.so di Porta Vittoria n. 8.

Possiamo affermare che è un giradischi semiprofessionale di qualità.

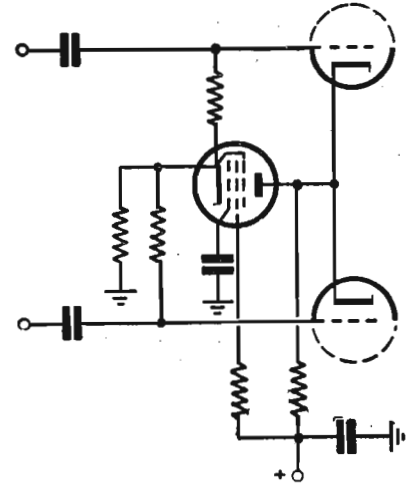
Si rivolga alla ditta sopracitata ed avrà tutti i dettagli desiderati.

Calorio Sergio - Torino

D - Vorrei rivolgervi le seguenti domande:
1) Qual'è il vostro parere sul libro: « Basic Mathematics for radio and electronics » by F.M. Colbrook and J. W. Had - Wireless World?
Si può avere il sommario?
2) Mi potreste consigliare un libro che tratti anche in maniera teorica, leggi, matematica, i circuiti di B.F.
3) L'introduzione del « World p » o meglio della « trasformata di Laplace » nella risoluzione delle equazioni esponenziali, differenziali ed integrali (vedi il libro del Soldi « Forme d'onda », è veramente utile?

R - 1) Il libro in oggetto è un bel compendio di metodi analitici applicabili alla risoluzione dei problemi pratici dell'ingegneria elettronica. Esso presuppone come tutti i libri del suo genere, la mentalità matematica abituata al simbolismo matematico ed una solida conoscenza delle matematiche generali. Non disponiamo attualmente di una copia onde estrarre il sommario.
Segnaliamo il libro «Analytical Transients» di T.C. Gordon Wagner Ediz. John Wiley e Sons Inc. che presenta all'inizio una introduzione matematica che ha il merito di essere molto succinta e di dire in poco molte cose.
2) La teoria dei circuiti di B. F. si trova sparsa qua e là nelle riviste tecniche.Possiamo consigliare il volume 18 della collana MIT (Massachusetts Institute of Technology) intitolato « Vacuum tube amplifiers » di Walley-Wallman ediz. Mc. Graw-Hill-Book Company, Inc. dove sono trattati analiticamente vari tipi di amplificatori di alta e bassa frequenza.
3) L'utilità della trasformazione diretta e inversa di Laplace non è discutibile. Essa risolve problemi, dove l'analisi di Fourier porterebbe a complicazioni insormontabili.
Nel libro di Walley-Wallman, detta trasformazione è trattata ampiamente e le sue applicazioni nei vari capitoli successivi convincono della sua utilità.

Claudio Schiano - Napoli

D - Sono un tecnico TV appassionato di Hi-Fi e da lungo tempo lettore della vostra rivista, Vi scrivo per domandare il vostro parere riguardo cose che mi hanno lasciato un po' perplesso.
Possedendo un buon trasformatore di uscita (Philips PK 51099) volevo costruire l'amplificatore « LL 26 » riportato nel 9-'59 della vostra rivista, ma non sono riuscito a capire quali varianti apportare allo schema pubblicato, e precisamente che significa:
« La sostituzione della resistenza comune di catodo della ECC82 con la resistenza dinamica anodo catodo di un pentodo, allo scopo di migliorare la inversione di fare », quale deve essere la A.T. del trasformatore di alimentazione, se è corretto il valore della resistenza di polarizzazione della ECC 82 che secondo lo schema è 22 kΩ, e per quale impedenza di uscita si intende la resistenza di controreazione.

Ho notato, poi, che gli stadi di uscita « Ultralineari » hanno oscillazioni parassite in grande abbondanza, e questo anche con trasformatori « Acrosound » e altri di pari classe, inoltre è impossibile eliminarle senza perdere in linearità, ora vorrei sapere se ciò è regolare o se dipende da capacità parassite per cablaggio mal progettato, o simili.
Vorrei poi costruire un preamplificatore che sia l'optimum in fatto di versatilità e logicamente di distorsione e linearità.
Mi aveva interessato la « unità di controllo per Hi-Fi » del 9-'58 ma la distorsione mi è sembrata un po' alta e inoltre nell'articolo seguente (preamplificatore Dynakit) si dice che è meglio usare pochi tubi per limitare la distorsione, ora quello che vorrei è un vostro parere in proposito; in ogni caso mi potreste indicare quello che sarebbe l'optimum dei preamplificatori? Faccio presente che non mi spaventa nessun tipo di montaggio poichè uso resistenze ad alta stabilità e ottimi condensatori, tutti con tolleranze del ± 5 per cento solezionati ulteriormente con un ponte di Weatstone.
Posseggo poi un oscilloscopio e un generatore audio realmente buoni.

R - La sostituzione della resistenza comune di catodo con un pentodo nell'invertitore Schmitt risponde allo schema di principio allegato.
Sconsigliamo però la costruzione dell'amplificatore LL26 in quanto il n. 86 della « revue du son » (dalla quale abbiamo estratto il nostro articolo) non riporta lo schema coi valori delle costanti circuitali relativi allo stadio di uscita di 26 W.
Quello riportato in fig. 2 a pag. 237 del n. 9-1959 è lo schema dell'amplificatore LL10 per 10 W di uscita, ne basterebbe sostituire la resistenza di catodo con un pentodo per ottenere 26 W.

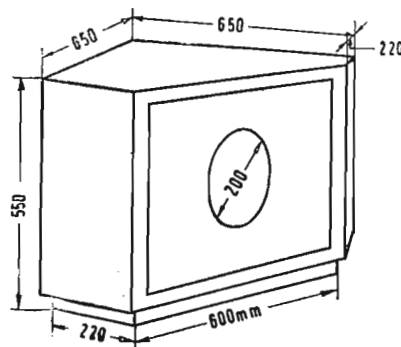
Per lo schema e gli schiarimenti relativi all'LL26 bisogna rivolgersi direttamente alla « revue du son » alla quale è dovuta la lacuna segnalata, lacuna intenzionalmente introdotta.

Non è affatto regolare che negli stadi ultralineari vi sia grande abbondanza di oscillazioni parassite. Esse, in vero, sono facili ad innescarsi, ma la tecnica del montaggio ha superato tale difficoltà e detti amplificatori risultano ben stabili.
Il numero delle valvole non influisce direttamente sulla distorsione; questa dipende dalla bontà del progetto e dalla qualità dei componenti. L'unità di controllo per Hi-Fi da noi riportata alle pagg. 259-262 del n. 9-'58 è tra le più complete, nè la distorsione dichiarata è da considerarsi inaccettabile.
Sul mercato si trovano ottimi preamplificatori, tra i quali non è agevole sceglierne uno, quindi scartare gli altri.
Ricordiamo a titolo di esempio:
— Preamplificatore equalizzatore mod. 90-C della FISHER
— Preamplificatore equalizzatore WA-P2 della Heath Kit
— Preamplificatore equalizzatore Varislope III della Leak
— Preamplificatore equalizzatore Quand II.
Ripetiamo ancora una volta, avendo già avuto diverse occasioni di dichiararlo ai nostri lettori, che le grandi case pubblicano gli schemi e le descrizioni dei loro prodotti, per farli conoscere e non per mettere chiunque in grado di sostituirsi a loro realizzando gli stessi apparecchi con eguali caratteristiche. Ciò significa che quasi sempre nelle loro pubblicazioni si trovano dei punti oscuri, che costituiscono una difficoltà insuperabile per l'autocostruttore, il quale, con dispiacere, deve acquistare, il prodotto completo o rinunciarVi.
La cosa è irritante per l'amatore tecnico, ma è perfettamente logica e ammissibile da parte delle Case costruttrici, che altrimenti non venderebbero più alcun loro prodotto.

Baldini Luciano - Roma

D - 1) Ho costruito un bass-reflex, e per la imbottitura interna avrei scelto tra i tanti materiali assorbenti il cotone da tappezzeria in foglio da 2 cm di spessore; ciò perchè secondo me lo trovo molto pratico, economico e rispondente alla funzione alla quale deve rispondere. Ora avrei pensato anche a quel tipo di spugna di materia plastica di produzione tedesca, simile alla gomma piuma, che tanto per intenderci, (non ne conosco il suo nome) è molto usato in tappezzeria per imbottitura di cuscini, poltrone e per bagno.
Ora Vi chiedo: quali dei due materiali dà migliori risultati?
2) Dove posso rivolgermi per l'acquisto di ottime resistenze a strato con tolleranza ± 1 per cento da usare per apparecchiature Hi-Fi?
Ho acquistato alcuni tipi della Metallux all'1 per cento e al 5 per cento.
Ritenete questa adatta ad apparecchiature Hi-Fi. Quali sono le loro caratteristiche particolari che le rendono a detta di alcuni tecnici, superiori a molti tipi esistenti sul mercato?
R - 1) Dei due materiali assorbenti acustici da Lei menzionati, è da preferirsi quello di maggior peso specifico per le pareti verticali interne della cassa bass-reflex, mentre quello specificamente più leggero meglio si addice ai separatori orizzontali, duct. ecc. Pertanto possoso entrambe essere usati.
2) Resistenze con tolleranza 1 per cento sono difficili da trovarsi. Pensiamo che le ERIE inglesi, le cui proprietà di stabilità, silenziosità, e costanza nel tempo sono indiscutibili, possano soddisfare le Sue esigenze. Il rappresentante in Italia della ERIE è: Soc. Bay - Milano - Via Manin, 33 - Telefono 661.744.
Circa i metallux, trattandosi di prodotti recenti e poco diffusi, non possediamo una esperienza che ci acconsenta di esprimere un giudizio valido; lasciamo che si differdano maggiormente; se possiedono le qualità dichiarate nella pubblicità, avranno fortuna, perchè un buon prodotto non tarda ad affermarsi.

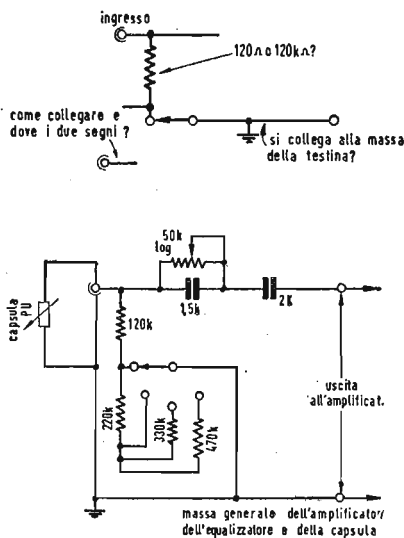
Gianni Bertolini - Milano

D - Ho a disposizione un doppio amplificatore (10 + 10 Watt) con una buonissima risposta allo spettro acustico (30/20000 Hz), piccola distorsione e bassissima impedenza di uscita (0,3 Ω).

La mia aspirazione sarebbe quella di costruirmi due mobili bass reflex per lo stereo, utilizzando l'ottimo altoparlante bicono della Philips tipo 9710 M, che alla risposta lineare da 50 a 20000 Hz, assomma un'impedenza costante su tutta la gamma ed una risonanza a 45-50 Hz. Il diametro di questo altoparlante è di 216 mm, a cui corrisponde un diametro della superficie attiva di 180 millimetri.
Siccome vorrei sistemare i due mobili ad angolo, Vi sarei estremamente grato se vorreste darmi le indicazioni ed i consigli necessari alla costruzione di un mobile a pianta triangolare come quello, veramente bello, della casa Lansing di cui è comparsa una fotografia a pag. 33 del n. 2 (febbraio 1960) della Vostra rivista.
Anch'io, come molti lettori, sono perplesso di fronte alla complessità del calcolo di un bass reflex ed ancor più di fronte ai risultati, spesso discordanti, ottenuti con vari procedimenti.
R - Essendoci impossibile inviarLe i dati costruttivi completi per un cassone tipo da quello considerato (che non è un bass-reflex), ci limitiamo ad allegare uno schizzo della forma adottata dalla Philips per le casse triangolari di alta fedeltà incorporanti l'altoparlante 9710M.
La sagoma esterna del pannello frontale della Lansing può facilmente essere adottata al mobile Philips. Nel caso che ogni cassone debba contenere 2 altoparlanti 9710, l'altezza diventa 750 mm. La Philips monta appunto 2X9710 senza conetto nel cassone e adotta 2X9710M con conetto montati in diffusori acustici piccoli da parete.
E' chiaro che per lo stereo occorre raddoppiare il tutto.

Alberto D'Altan - Milano

D - Vi scrissi che, a mio avviso, nello schema di preamplificatore pubblicato nel n. 1 del '60 della vostra rivista i contatti **d** ed **e** del commutatore SA2 avrebbero dovuto essere collegati assieme. Nella vostra risposta leggo che ciò è impossibile in quanto verrebbero a coincidere le due entrate per P.U. piezo e per P.U. magnetico, leggo anche che la rete di controreazione collegata a SA1 provvede ad equalizzare ogni ingresso da SA2.
Quest'ultima affermazione è vera tranne, mi sembra, relativamente al fatto che le singole reti che fanno capo ai contatti **d** e **e** di SA1 **non** provvedono all'equalizzazione dei vari tipi di P.U. ma ad equalizzare il preamplificatore per la RIAA (penso sul contatto **d**) e per il 78 giri (penso sul contatto **e**), come avviene anche in un precedente amplificatore della Mullard descritto a pag. 71 di « HIG FIDELITY SOUND REPRODUCTION» 2nd. ed. Newnes Ltd, London 1958.
Se così avviene è evidente che **d** ed e di SA2 devono essere collegati assieme altrimenti (e lo si vede dallo schema), chi stesse ascoltando un disco « 78 giri » con pick-up per es. magnetico (pasizione **d** di SA2 ed e di SA1) d o v r e b b e ascoltarlo con equalizzazione RIAA! ossia con SA1 su d, perchè se volesse commutare SA1 su e si troverebbe nel silenzio più completo in quanto la contemporanea rotazione di SA2 (che è coassiale) escluderebbe l'entrata per il P.U. magnetico.
L'unica soluzione possibile è quindi quella di collegare **d** ed **e** di SA2, il che non porta alcun disturbo in quanto l'attenuaziine per ogni entrata avviene prima dei contatti del settore SA2.
R - Il nostro pensiero circa il commutatore SA1 e SA2 dello schema di fig. 1 a pag. 12 del n. 1-1960 di Alta Fedeltà è che lo schema pubblicato dalla « Revue du Son » e da noi identicamente riprodotto ,non sia completo.
Infatti la souzione da Lei prospettata di corto circuito fra i contatti **d** ed **e** di SA2 presenta i seguenti inconvenienti:
1) Nel 50 per cento dei casi si è obbligati a lavorare con la posizione di SA2 apparentemente sbagliata e contraddittoria alle indicazioni; es. disco RIAA, P.U. piezoelettrico si deve mettere il commutatore sul **d**, contraddicendo all'indicazione delle entrate che richiede la posizione **e**; disco 78 giri, P.U. magnetico si deve mettere il commutatore in posizione **e**, contraddicendo all'indicazione delle entrate che richiede la posizione **d**.
2) Dato che il commutatore mette automaticamente a massa le entrate non utilizzate, usando il P.U. piezoelettrico, tra il punto e e massa si avrebbero 56 kΩ con eccessiva riduzione della tensione di entrata in griglia di V1.
Concludiamo quindi che come sullo schema in oggetto mancano le connessioni a massa delle entrate non utilizzate ,vi manchino altre connessioni non difficili da immaginare che colmino la lacuna.
Sfortunatamente non possediamo una fonte originale con cui convalidare la nostra ipotesi, nè avrebbe interesse uno schizzo fatto da noi.
Per risolvere il problema conviene collegare **d** con **e** di SA2, non connettere a massa le entrate U.P. quando non lavorano, e non badare alle indicazioni delle entrate.

Vieri Barnini - Firenze

D - a) Posseggo un ricevitore RR 7228 81 EMENS MA/FN, al quale ho accoppiato una testina a doppia entrata ELAC KST-9, banda 20÷16000 Hz per un'entrata prevista per oltre 500 kΩ. La riproduzione in ricezione, è discreta, mentre le cose cambiano con l'ascolto dischi 78; 45; 33 giri. Ciò premesso, **è possibile anteporre all'entrata** (di cui non conosco il valore, ma che così forse potrete stabilire) **dell'RR 7228, il circuito di equalizzazione** riportato in « alta fedeltà » n. 7 del luglio 1959, fig. 6 del pregevole articolo di G. Nicolao?
b) Comunque, qual'è, nel mio caso il circuito più adatto di quelli riportati nell'articolo in parola?
c) Dato e concesso che il mio problema abbia la soluzione che desidero, (fig. 6 articolo citato) potreste darmi qualche indicazione pratica?
Mi spiego meglio riportando lo schema in questione nei particolari che mi interessano:
d) Quale materiale utilizzare per la prevista scatoletta separata? I collegamenti entrata-equalizzatore-testina debbano essere fatti in cavo schermato, naturalmente?
Inoltre, (**fondamentale per me**) potreste tradurmi **in indicazioni pratiche e commerciali i valori** dei componenti indicati, e dove possano trovarsi?

R - a) E' possibbile premettere il circuito di fig. 6 a pag. 180 del n. 7-'59, al suo ricevitore.

Avvertiamo però che tale circuito introduce una certa attenuazione che potrà essere compensata girando verso il massimo il controllo del volume del ricevitore.

b) Il circuito più adatto è quello di fig. 6, eventualmente coll'eliminazione del condensatore 2K pF, se la sensibilità risultasse troppo scarsa.

c) I collegamenti devono essere eseguiti secondo lo schizzo allegato. In sostanza il commutatore ha il solo compito di variare la resistenza in parallelo al pick-up.

d) La scatoletta per l'equalizzatore non contenendo bobine, può essere in alluminio, ma è preferibile la latta perchè acconsente le saldature di massa.

I collegamenti dal P.U. all'equalizzatore e da questo all'amplificatore devono essere in cavo schermato a bassa capacità e i più brevi possibili.

I valori elettrici dei componenti l'equalizzatore sono chiaramente indicati nella suddetta fig. 6. Aggiungiamo che le resistenze sono da 1/4 Watt ad impasto di tipo silenzioso; i condensatori sono a carta antinduttivi per bassa tensione di lavoro (massimo 300 volt); il potenziometro da 50 kΩ a variazione logaritmica deve avere l'asse isolato.

Tutti questi componenti sono reperibili presso qualsiasi rivenditore di materiale radio (ad esempio G.B.C. ossia Gian Bruto Castelfranchi; Geloso ecc.).

Il loro valore commerciale è di poche centinaia di lire.

Franco Di Mauro - Foggia

D - Dispongo di un complesso Hi-Fi con altoparlanti, sono racchiusi in un unico mobile di opportune dimensioni del tipo a cassa chiusa. Ora, avendone la possibilità, vorrei montare gli altoparlanti in una parete divisoria in modo che questa funzioni da schermo infinito; vorrei sapere se tale modifica migliorerebbe il rendimento degli altoparlanti alle basse frequenze come io ritengo.

R - La teoria e la pratica autorizzano a dire che il pistone vibrante in parete infinita si trovi nelle migliori condizioni.

La cosa non è generalmente realizzabile e per questo è poco usata. Se Ella ha questa possibilità, la sfrutti ed i risultati non potranno mancare .

Enrico Figurelli - Napoli

D - Sono in possesso di un Woofer Riem W25 da 25 watt, diametro 35 cm (30-5000) e di un tweeter della stessa Casa, WT25 (800-16000). Inoltre ho realizzato, tempo fa, il mobile acustico Harkness, secondo gli schemi apparsi su « L'ANTENNA », (n. 10, ottobre '59), montandovi l'altoparlante Irel mod. « Capitan » da 12". Ora vorrei sostituire, nella cassa Harkness, il « Capitan » con il Woofer Riem di cui sopra, però mi sono trovato di fronte a due difficoltà: 1) l'eccessiva profondità del W25 (19 cm) non mi consente di montarlo nella cassa Harkness (prof. max. 15 cm) e d'altronde ritengo che una modifica in questo senso mi porterebbe dele variazioni eccessive nel responso del complesso.
2) La frequenza di risonanza del W25 è a circa 30 Hz, cioè notevolmente diversa da quella per cui è stato progettato il mobile Harkness (45 Hz). Vi sarei grato ,pertanto se voleste consigliarmi se ritenete opportuno effettuare delle modifiche allo Harkness e se potete fornirmi, in tal caso, i dati necessari; oppure se ritenete più opportuno costruire un nuovo mobile per il W25 e, a Vs. parere, quale ritenete sia il più adatto.

R - Le differenze fra il W25 Riem ed il « capitan » Irel sono troppo profonde per poter alloggiare il primo nello stesso mobile adatto all'Irel, sia pure con delle varianti che porterebbero al rifacimento della cassa.

E' miglior cosa alloggiare il W25 in mobile apposito, ed il più adatto è certamente quello della RIEM stessa (Milano - Via S. Calocero, 3) alla quale Le consigliamo di rivolgersi citando la ns. Rivista ed il nome del sottoscritto, personalmente conosciuto dal titolare della RIEM - Rag. Bonifacini.

Franco Sofra - Roma

D - Sto realizzando un complesso stereofonico composto da due amplificatori Philips il cui schema è pubblicato a pag. 25-26 del « Fascicolo estratto del n. 11, 12 e 13 del Bollettino Tecnico d'Informazione » della Philips, in unione al preamplificatore pubblicato sul n. 10 del '59 della Vostra Rivista a pagina 266.
Siccome tale preamplificatore non prevede un filtro per i toni alti, mentre io ritengo tale comando molto utile, vorrei sapere se è possibile applicarne uno ad esso, e precisamente quello impiegato nell'amplificatore « HF 10 Mozart » che è apparso a pag. 277 del n. 10 del '58 di « alta fedeltà ».
Tale filtro avrei l'intenzione di applicarlo direttamente all'uscita del preamplificatore.
Il potenziometro da 500 kohm e la resistenza da 10 kohm, inseriti permanentemente nel circuito del filtro, io potrei utilizzarli anche come partitore di tensione, poichè il preamplificatore da me utilizzato ha una tensione di uscita di 600 mV mentre l'amplificatore richiede soltanto 250 mV.
Se possibile avrei bisogno di una risposta al più presto.

R - In linea di massima il filtro di fig. 2 a pag. 278 del n. 10-1958, può essere applicato all'uscita del preamplificatore di fig. 1 a pag. 267 del n. 10-1959.
Si incontrerà qualche difficoltà perchè il filtro deve essere applicato ad entrambi i canali dell'amplificatore stereofonico, e le commutazioni per i 3 tagli di frequenze devono avvenire contemporaneamente.

Il potenziometro Ry3 da 0,5 MΩ è il controllo di volume dell'amplificatore che segue il preamplificatore e come tale funge sempre da partitore di tensione.
Sinceramente non ci risulta molto chiara la sua proposizione, dato che oltre al potenziometro 0,5 MΩ e alla resistenza 10 kz, è permanentemente collegata anche una resistenza di 0,12 MΩ.

Cecchi Enzo - Roma

D - Nel numero 6 del giugno 1959 pagina 147, è descritto un sistema di misure di precisione a cura dell'ing. Simonini.

Avendo la possibilità di tarare resistenze con ponte di precisione 1 per mille, chiedo se è possibile avere dati elettrici dell'attenuatore decadico descritto nell'articolo prima menzionato.

R - 1) Nel manuale del Rieckman e Hayde di Hoepli troverà le formule per il calcolo di attenuatori e L o π.
2) Le resistenze possono venir fatte con avvolgimento bifilare ∞ o di tipo Arton-Peerry (vedi Terman in Italiano - Ediz. Martello).
3) Tutto tarato all'1 per mille su ponte di Weathstone.

I quesiti di carattere tecnico devono essere accompagnati dalla somma di L. 500 per spese di consulenza

Caratteristiche tecniche dei sintonizzatori	310 Sintoniz. FM Larga banda	314 Sintoniz. FM Larga banda	330 D Sint. Stereo AM/FM Larga banda	399 Sez. Sint. AM/FM Stereo Larga banda	LT-10 Sintoniz. FM Larga banda
Requisiti particolari	Sopp. di disturbo in assenza portante (Relais elettronico)	Circuito a Larga banda	Sezioni AM ed FM separate e Stereo AM/FM	Sezioni AM ed FM separate e Stereo AM/FM	Scatola di montaggio completa di chiare istruzioni
Sensibilità (μV)	2,0	2,5	2,5	2,5	2,2
Rapporto S/D (dB)	60	60	60	60	60
Distorsione armonica %	0,5	0,8	0,8	0,8	0,8
Deriva %	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02
Risposta di f (Hz ± 1 dB)	30 ÷ 15.000	30 ÷ 15.000	30 ÷ 15.000	30 ÷ 15.000	30 ÷ 15.000
Rapporto cattura (dB)	2,2	6,0	6,0	6,0	6,0
Selettività (dB)	50	35	35	35	35
Reiezione risposte spurie (dB)	85	80	80	80	80
Distorsione per intermodulazione (% - CCIF)	0,1	0,3	0,3	0,3	0,3
Ronzio di BF (dB sotto 1 Volt)	66	66	66	—	66
Soppressione di AM (dB)	60	55	55	55	55
Sensibilità per un silenziamento di 20 dB (Z aut = 72 Ω)	0,75	1,0	1,0	1,0	1,0
Banda passante del discriminatore	2 MHz	2 MHz	2 MHz	2 MHz	2 MHz
Stadi a FI per FM	4	3	3	3	3
Stadi limitatori	3	2	2	2	2
Gruppo RF placcato argento	si	si	si	si	si
Stadio Ampl. RF « Cascode »	si	si	si	si	si
Presa a Jack Multiplex	si	si	si	si	si
Indicatore di sintonia	ad indice	elettronico	ad indice	elettronico	ad indice
Filtro a 10 kHz, Antenna AM incorporata, Rivelatore AM a larga banda, inversore di fase stereo	—	—	si	si	—
Commutazioni di banda FM	—	—	3	2	—
Uscite x Regist. nastro	si	si	si	si	si
Commutatore Distante - Normale	si	no	no	no	no
Silenziatore	si	no	no	no	no
Dimensioni delle custodie (cm) largh.	39	39	39	42	39
Dimensioni delle custodie (cm) alt.	13,2	13,2	13,2	17,5	13,2
Dimensioni delle custodie (cm) prof.	33	33	33	35,5	33

Presentiamo qui di seguito un vasto assortimento di sintonizzatori. Amplificatori, stereo, monophonic, HI Fi della famosa casa H. H. SCOTT.

Nelle due tabelle sono riportate le caratteristiche tecniche di tutti i modelli.

Caratteristiche tecniche degli amplificatori	99 D Ampl. Mono 22 W	122 Preamp. Stereo Dynaural	222 B Ampl. Stereo 30 W	272 B Ampl. Stereo 88 W	290 Ampl. Stereo 100 W	299 B Ampl. Stereo 50 W	399 Sez. Ampl. 40 W	LK 72 Ampl. Stereo
Requisiti particolari	Amplificatore monoaurale estensibile.	Soppress. dinamico dei disturbi. Terzo canale con regolaz. di livello. Ing x micro	Possiede i requisiti caratteristici dei prodotti H.H. Scott Particolarmente robusto.	Soppress. dinamico dei disturbi. Terzo canale con regolaz. di livello. Regolazione di livello fono x equalizzazione Ing. x micro	Strumento indicatore per la regolazione del negativo. Completo di custodia. Reg. livello ing. x ogni canale.	Massima divulgazione nel campo dell'alta fedeltà stereo.	Amplificatore e sintonizzatore AM-FM in un unico telaio.	Scatola di montaggio completa di istruzioni chiare e dettagliate.
Potenza fornita	22 W	—	15/15 W	44/44 W	50/50 W	25/25 W	20/20 W	36/36 W
Linearità di potenza *	25 ÷ 20.000 Hz	—	25 ÷ 20.000 Hz	21 ÷ 20.000 Hz	20 ÷ 20.000 Hz	23 ÷ 20.000 Hz	25 ÷ 20.000 Hz	21 ÷ 20.000 Hz
Risposta di frequenza *	± 1 dB 20 ÷ 30.000 Hz	± 1 dB 20 ÷ 30.000 Hz	± 1 dB 20 ÷ 20.000 Hz	± 1 dB 20 ÷ 20.000 Hz	± 1 dB 20 ÷ 20.000 Hz	± 1 dB 20 ÷ 20.000 Hz	± 1 dB 20 ÷ 20.000 Hz	± 1 dB 20 ÷ 20.000 Hz
Distorsione armonica (%)	0,8	0,8	0,8	0,8	0,5	0,8	0,8	0,8
Distorsione per intermodulazione (metodo CCIF)	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
Rumore di fondo	— 80 dB	— 80 dB	— 80 dB	— 80 dB	— 85 dB	— 80 dB	— 80 dB	— 80 dB
Ingressi stereo	—	6	4	6	4 **	5	5	4
Uscita altoparlante per canale	4; 8; 16 Ω	4; 8; 16 Ω	4; 8; 16 Ω	4; 8; 16 Ω	4; 8; 16 Ω	4; 8; 16 Ω	4; 8; 16 Ω	4; 8; 16 Ω
Filtro antironzio	sì	Dynaural	sì	sì	—	sì	sì	sì
Filtro antirombo	sì	Dynaural	no	Dynaural	—	sì	sì	no
Regolazione separata dei toni alti e bassi	—	sì	sì	sì	—	sì	sì	sì
Monitore per nastro magnetico	sì	sì	sì	sì	—	sì	sì	sì
III Canale derivato	—	sì	sì	sì	—	sì	sì	sì
Sensibilità fono	3 mV	3 mV	3 mV	3 mV	—	3 mV	3 mV	3 mV
Sensibilità testina nastro	3 mV	1,5 mV	3 mV	3 mV	—	3 mV	3 mV	3 mV
Riscaldamento dei tubi preamplificatori con tensione continua	sì	sì	sì	sì	—	sì	sì	sì
Curve di equalizzazione	6	5	2	3	—	3	2	2
Regolazione del bilanciamento	—	sì	sì	sì	sì	sì	sì	sì
Stereo Reverse	—	sì	sì	sì	—	sì	sì	sì
Registrazione mono con pick-up stereo	—	sì	sì	sì	—	sì	sì	sì
Commutatore di fase	—	sì	no	sì	—	sì	sì	no
Filtro subsonico di taglio	sì	sì	sì	sì	sì	sì	sì	sì
Regolazione dell'intensità sonora	sì	sì	sì	sì	—	sì	sì	sì
Ingressi stereo magnetici	sì	sì	sì	sì	—	sì	sì	sì
Dimensioni delle custodie (cm) largh.	39	39	39	42	39,5	39	42	39
alt.	13,1	13,1	13,1	17,5	15,7	13,1	17,5	13,1
prof.	33	33	33	35,6	28	33	35,6	33

* Negli Amplificatori H H Scott è incorporato un particolare filtro subsonico per il taglio di segnali disturbanti provenienti dal complesso giradischi oppure da reazioni acustiche.
** Doppio ingresso dei canali per segnali da 0,5 volt oppure da 1,5 volt di ampiezza.

Rappresentante Generale per l'Italia:

S. I. S. E. P. - VIA BEATO ANGELICO 26 - TELEFONO 745.587 - **MILANO**

Modello 299 B - Amplificatore Stereo completo

Realizzazione che benefica della massima divulgazione ed approvazione nel campo dell'alta fedeltà stereo.
E' consigliato sotto ogni aspetto agli amatori più esigenti di riproduzioni stereo. Le caratteristiche più salienti di questo modello sono: uno stadio d'uscita capace di fornire una potenza di 50 watt con una distorsione trascurabile e con la massima linearità di risposta anche alle frequenze più basse; un commutatore di programma per la scelta di riproduzioni fono, nastro oppure per l'audio TV. Queste commutazioni sono segnalate da una chiara indicazione luminosa che rende così evidente la manovra da essere agevole a chiunque. Un commutatore predispone il circuito per riproduzioni stereofoniche o monofoniche.
Filtri separati anti-rombo ed anti-fruscio.

Modello 222 B - Amplificatore Stereo - 30 watt

Questo amplificatore di potenza, posto in commercio ad un prezzo ragionevole, impiega un trasformatore d'uscita largamente dimensionato e con una risposta di frequenza che si estende alle più basse frequenze acustiche. I principali requisiti di questo modello sono: la derivazione del canale centrale regolazioni dei foni separate per ogni canale, particolare circuito di bilanciamento della bassa frequenza, riscaldamento in corrente continua dei tubi del preamplificatore, e filtro subsonico. Un particolare filtro anti-fruscio permette un ascolto gradevole anche se si riproducono dischi molto vecchi. Il telaio, completamente costruito in alluminio, assicura un raffreddamento efficiente e riduce il rumore di fondo ad un livello inudibile.
Questo amplificatore di potenza è stato realizzato per adattarsi perfettamente a tutti i sintonizzatori H.H. Scott.

Modello 122 - Preamplificatore Dyanaural

Questo modello è stato realizzato per fornire tutti i controlli e tutte le regolazioni necessarie a qualsiasi tipo di sorgente sonora. E' provvisto di ben 16 comandi. Può essere eccitato da due ingressi fono, da un sintonizzatore AM-FM-MULTIPLEX, da un registratore a nastro, dall'uscita audio di qualsiasi televisore oppure direttamente da un microfono. Il modello 122 adotta il soppressore dinamico di disturbi H.H. Scott. L'amplificatore di potenza che si consiglia di associare a questo preamplificatore è il modello 290 stereo da 100 watt.

Mod. 272 - Amplificatore Stereo completo - 88 watt

Questa esecuzione incorpora un amplificatore di potenza ed un preamplificatore, offrendo in tal modo un completo complesso di riproduzione stereo in una sola unità compatta e di agevole sistemazione.
Questo modello prevede tutti gli ingressi per qualsiasi tipo di sorgente sonora possibile e può essere impiegato per registrazioni su nastro magnetico. Uno speciale filtro anti-rombo (brevetto Dynaural Rumble Suppressori) evita fenomeni di disturbo da parte del complesso giradischi senza infirmare la linearità di risposta dei dischi riprodotti.

Rappresentante Generale per l'Italia:

S. I. S. E. P. - VIA BEATO ANGELICO 26 - TELEFONO 745.587 - **MILANO**

Modello 99 D - Amplificatore monofonico

Amplificatore monofonico con una potenza d'uscita di 22 watt. Incorpora due regolatori di livello relativi ai due ingressi per segnali di minima ampiezza.
Permette l'estensione quale amplificatore per registrazioni su nastro magnetico con indicazione dell'intensità sonora.
In vista che questo amplificatore possa essere impiegato associato ad un impianto stereo la H.H. Scott ha previsto sul pannello frontale un commutatore per il passaggio da riproduzioni mono e riproduzioni stereo.
Per le caratteristiche tecniche particolareggiate si rimanda alla tabella a lato.

Modello 290 - Amplificatore Stereo

Realizzazione professionale che fornisce all'uscita una potenza acustica di 50 Watt per canale (totale 100 Watt). Si consiglia l'impiego del preamplificatore H.H. Scott modello 122; ma può essere eccitato da qualsiasi altro tipo di preamplificatore stereo aventi le caratteristiche necessarie per riproduzioni ad alta fedeltà.
La risposta di frequenza dell'amplificatore stereo modello 290 si estende da 20 Hz a 30 KHz con una ondulazione contenuta entro $\pm$ 1 dB.
Questo modello è particolarmente consigliato per la sonorizzazione stereo di ampie sale di audizione.
Per le caratteristiche particolareggiate si rimanda alla tabella qui a lato.

Modello LK 72 Stereo Amplifier Kit

Questo modello viene posto in commercio in scatola di montaggio allo scopo di permettere agli amatori dell'alta fedeltà stereo di autocostruirsi il proprio complesso riproduttore ed avente le stesse caratteristiche di un complesso montato dalla casa costruttrice.
L'amplificatore Mod. LK-72 offre tutte le caratteristiche che distinguono le realizzazioni H.H. Scott.
Incorpora pure un sistema preamplificatore capace di collegarsi con qualsiasi tipo di sorgente sonora. Le caratteristiche di maggior rilievo sono: il canale centrale, il regolatore di livello, il filtro anti-fruscio, il monitore per la registrazione su nastro magnetico, i regolatori separati dei toni alti e dei bassi indipendenti per ogni canale. Allo scopo di ottenere un livello trascurabile di rumore di fondo l'alimentazione dei filamenti è fatta con tensione continua.

Le custodie sono fornite a richiesta in svariate esecuzioni di stile.
A richiesta la H.H. Scott fornisce mobili in legno di noce, in mogano ed in legno bianco. Tutte queste esecuzioni sono particolarmente curate e rifinite. E' pure costruita una custodia metallica ricoperta in plastica quale soluzione economica per alloggiare l'amplificatore modello LK-72.

Modello LT 10 Wide-Band FM Tuner Kit

Con questa scatola di montaggio la H.H. Scott mette in grado chiunque di costruire un sintonizzatore FM a larga banda per impianti di alta fedeltà. Le caratteristiche del modello LT-10 sono le stesse che la H.H. Scott offre per i sintonizzatori montati in fabbrica.
Il gruppo di alta frequenza è placcato in argento e viene fornito già montato e tarato, occorre soltanto fissarlo meccanicamente al telaio.
Questo modello è stato progettato con una esperienza decennale nel campo dei sintonizzatori. Chi possiede un sintonizzatore FM H.H. Scott modello LT-10 è certo di possedere il meglio per la ricezione ad alta fedeltà dei programmi FM.

A richiesta vengono fornite le manopole metalliche rifinite in oro.
La H.H. Scott adotta per le sue realizzazioni due tipi di manopole, in metallo (come nel modello 299) ed in plastica (come nel modello 314). Per uniformare l'impianto ad alta fedeltà la H.H. Scott fornisce separatamente, a richiesta, le manopole in metallo.

Modello 310 D - Sintonizzatore FM

Realizzazione professionale, costruito per permettere la ricezione dei programmi FM nelle zone limiti, laddove qualsiasi altro sintonizzatore non sarebbe più in grado di fornire una buona ricezione. Il suo circuito è tale da offrire agli ascoltatori più raffinati i pregi caratteristici della modulazione di frequenza. La sensibilità è di soli 2 microvolt. Tutte le parti critiche del circuito sono placcate in argento per le migliori prestazioni nel tempo. Un particolare Electro-Relay provvede al silenziamento dell'uscita fonica in assenza di portante e questo dispositivo rende silenziosa la ricerca dell'emissione desiderata. E' prevista l'applicazione agevole di un adattatore multiplex.

Modello 314 - Sintonizzatore FM a larga banda

Questo sintonizzatore incorpora il circuito a larga banda H.H. Scott in una realizzazione posta in commercio a prezzo ragionevole. Il modello 314 adotta un gruppo di alta frequenza H.H. Scott placcato in argento identico a quello adottato per il sintonizzatore FM modello 310. Il circuito a banda larga evita qualsiasi dissintonia causata da eventuali derive termiche e nel contempo assicura la massima indipendenza da segnali interferenti anche in presenza di campi estremamente deboli.
La sensibilità di 2,5 microvolt rende il modello 314 adatto alla ricezione dei segnali modulati in frequenza anche in aree con campo limite. Il circuito prevede l'applicazione immediata di un adattatore multiplex.
Le caratteristiche del sintonizzatore mod. 314 sono tali da includerlo fra le moderne realizzazioni di maggior pregio in questo campo

Modello 330 D - Sintonizzatore Stereo AM-FM

Sintonizzatore AM-FM ad alta fedeltà per riproduzioni stereo. I particolari pregi di questo modello sono: sensibilità, stabilità ed alta fedeltà dell'uscita fonica. Le sezioni AM ed FM sono completamente indipendenti e tali da permettere l'ascolto « stereo » oppure « monoaurale ». La sensibilità in FM è di 2,5 microvolt. Anche in questo modello è stata prevista l'applicazione immediata di un adattatore multiplex. Uno speciale circuito rivelatore H.H. Scott a larga banda fornisce la massima fedeltà per i segnali AM la cui fedeltà rasenta quella dei segnali FM.
L'amplificazione e la rivelazione dei segnali FM avviene tramite un particolare circuito H.H. Scott protetto da brevetto.

Modello 399 - Sintonizzatore-Amplificatore Stereo

Questo modello associa un sintonizzatore AM-FM stereo con un amplificatore stereo della potenza d'uscita di 40 Watt. Realizzazione compatta e funzionale.
Questo complesso comprende in una sola unità meccanica tutte le caratteristiche dell'amplificatore stereo modello 299 e quelle del sintonizzatore stereo 330 D. Fra i molteplici requisiti tecnici del modello 399 i più salienti sono: gruppo di alta frequenza FM placcato in argento per la massima sensibilità, gruppo di alta frequenza AM a larga banda ed elevata sensibilità, discriminatore a rapporto a larga banda per la rivelazione dei segnali FM con distorsione trascurabile e per una ricezione esente da dissintonie causate da derive termiche, commutazione per ricezioni FM stereo multiplex, oppure FM-FM stereo e per registrazioni e per riproduzioni su nastro magnetico.

Rappresentante Generale per l'Italia:

S. I. S. E. P. - VIA BEATO ANGELICO 26 - TELEFONO 745.587 - **MILANO**